

**H. BOUCKE und H. LENNARTZ**

DK 621.396.645.35

## **Erfahrungen bei Bau und Betrieb eines hochempfindlichen Gleichspannungsverstärkers**

*(Mitteilung aus dem Labor für techn. Physik, Tübingen)*

### **Übersicht**

Nach dem von H. Kerkhof angegebenen Prinzip [1]<sup>1)</sup> wurde ein hochempfindlicher Gleichspannungsverstärker entwickelt. Die Schwierigkeiten, die sich dabei herausstellten, und die zu ihrer Behebung eingeschlagenen Wege werden angegeben. Der mechanische Aufbau wird kurz beschrieben. Abschließend wird auf die Eigenschaften des Gerätes im Betrieb eingegangen.

### **Die Schaltung des Verstärkers**

Kerkhof schlägt in der erwähnten Arbeit vor, einen Gleichspannungsverstärker so aufzubauen, daß die zu verstärkende Gleichspannung das Gleichgewicht einer Wechselstrom-Brückenschaltung stört; die Wechselspannung am Brückenausgang wird nach hinreichender Verstärkung gleichgerichtet. Als wesentliche Bestandteile der Brücke verwendet er zwei Mischröhren für multiplikative Mischung (Hexoden), deren dritten Gittern die Wechselspannung gleichphasig zugeführt wird (Abb. 1). Während jedoch eine der beiden Röhren (V 2) am ersten Gitter eine feste Spannung aufweist, wird dem ersten Gitter der anderen Röhre (V 1) die zu messende Gleichspannung zugeführt; die eine Röhre arbeitet also als fester, die andere als veränderlicher Brückenzweig. Ist die Brücke im Gleichgewicht, so heben sich die Wechselspannungen an L 1, L 2 auf, so daß in L 3 keine Spannung induziert wird; wirkt dagegen an den Eingangsklemmen 1 eine Gleichspannung, die das erste Gitter von V 1 negativ macht, so sinkt der Anodenwechselstrom von V 1, und in L 3 wird eine der Differenz beider Anodenwechselströme proportionale Wechselspannung induziert.

Der hieraus unter Berücksichtigung einer gewünschten Verstärkung von etwa 30 mV auf 70 V sich ergebende Schaltungsentwurf ist in Abb. 2 gezeichnet. Für die Brückenschaltung werden zwei Röhren ECH 11 verwendet, deren parallelgeschaltete Triodensysteme zur Erzeugung der Brückenwechselspannung nach dem Rückkopplungsprinzip dienen. Die durch den Kreis L 4/C 4 be-

<sup>1)</sup> S. Literaturverzeichnis am Schluß der Arbeit.

stimmte Wechselspannungsfrequenz beträgt 200 kHz. Die Gründe für die Wahl dieser Frequenz werden weiter unten diskutiert. Beide Röhren sind an den ersten Hexodengittern negativ vorgespannt (Katodenwiderstände R 2, R 2a, R 5). Um die Anodenwechselströme beider Röhren bei Brückengleichgewicht (Eingangs-Gleichspannung Null) aneinander angleichen zu können, ist die Gittervorspannung von V 1 durch R 2a einstellbar. Die gegeneinandergeschalteten Anodenkreisspulen L 1 und L 2 bilden mit C 7a einen auf die Wechselfrequenz abgestimmten Resonanzkreis. Zur Kompensation von Phasenungleichheiten der Anodenwechselströme von V 1 und V 2 bei gleichen Gittervorspannungen dient die aus C 5, C 6 und L 7 bestehende Ausgleichsschaltung. Diese ermöglicht es, der Spule L 3 eine Spannung solcher Höhe und Phase zuzuführen, daß die von L 1, L 2 an L 3 übertragene Wechselspannung genau kompensiert wird.

Der Verstärker für die an L 3 auftretende Wechselspannung ist zweistufig aufgebaut; in der ersten Stufe wird eine Röhre EF 12 verwendet. An diese ist in RC-Kopplung die Leistungsröhre V 4 (EL 11) angeschlossen. Zusammen mit der Mischverstärkung der Brückenschaltung genügt die Verstärkung dieser beiden Stufen zur Erfüllung der gestellten Forderung. Auf die EL 11 folgt endlich ein Diodengleichrichter mit einer Röhre EB 11, dessen Richtspannung den Ausgangsklemmen zugeführt wird. Zur Umschaltung des Verstärkers auf 10, 100, 1000 und 10000 mV dient ein ohmscher Spannungsteiler, der in Abb. 2 gesondert gezeichnet ist und am Eingang des Gerätes liegt.

Die Stromversorgung des Gerätes besorgt ein normaler Wechselstrom-Netzteil mit Zweiweg-Gleichrichtung (AZ 11) und doppelter Siebkette (D 5/C 17 — R 18/C 18).

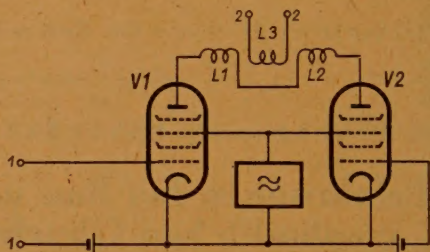


Abb. 1. Brückenschaltung mit zwei Hexoden nach Kerkhof

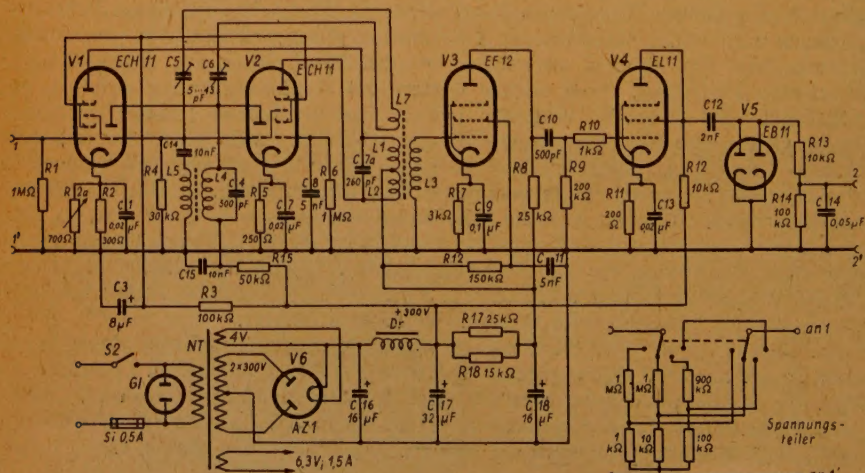


Abb. 2. Ursprünglicher Schaltungsentwurf des Gleichspannungsverstärkers



## Folgerungen aus der Erprobung

Bei der Erprobung eines nach diesem Schaltungsentwurf aufgebauten Versuchsmusters zeigte sich zunächst, daß eine vollkommene Kompensation durch C 5, C 6, L 7 nicht möglich war. Umpolung von L 7 brachte zwar eine Besserung, jedoch verblieb am Ausgang eine Restspannung. Diese bestand, wie die genauere oszillografische Untersuchung zeigte, aus einem geringen 200-kHz-Anteil, einem nicht unwesentlichen Oberwellenanteil und einem vom Netz herrührenden Brummanteil. Die Beseitigung des Netzbrummanteils bereitete keine besonderen Schwierigkeiten; Erdung der elektrischen Mitte der Heizleitungen führte zum Ziel. Schwieriger war die Beseitigung der Oberschwingungen der 200-kHz-Frequenz; sie wurde dadurch erreicht, daß der Anodenkreiswiderstand R 12 der EL 11 durch einen auf die Grundfrequenz 200 kHz abgestimmten Resonanzkreis ersetzt und in die Katodenleitung ein auf die erste Oberschwingung (400 kHz) eingestellter Resonanzkreis geschaltet wurde. Durch diese Maßnahme wurde einmal die 200-kHz-Selektion verbessert, zum andern die erste Oberschwingung infolge selektiver Gegenkopplung unterdrückt [2]. Zur Beseitigung des Grundwellenanteils war es notwendig, die durch L 7 gestörte Symmetrie des Brückenausgangs-Übertragers wieder herzustellen. Dies war nur dadurch möglich, daß eine andere Kompensationsschaltung gewählt wurde, bei

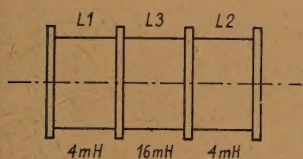


Abb. 3. Aufbau des Übertragers L 1...3 (schematisch)

welcher die Kompensationsspannung am Schwingkreis des 200-kHz-Generators abgenommen und über Amplituden- und Phasenregler der Röhre V 3 direkt zugeführt wurde.

Die Verstärkung des Gerätes, die anfänglich zu klein war — 200 mV Eingangsspannung ergaben 80 V Ausgangsspannung —, wurde nach dem Austausch von

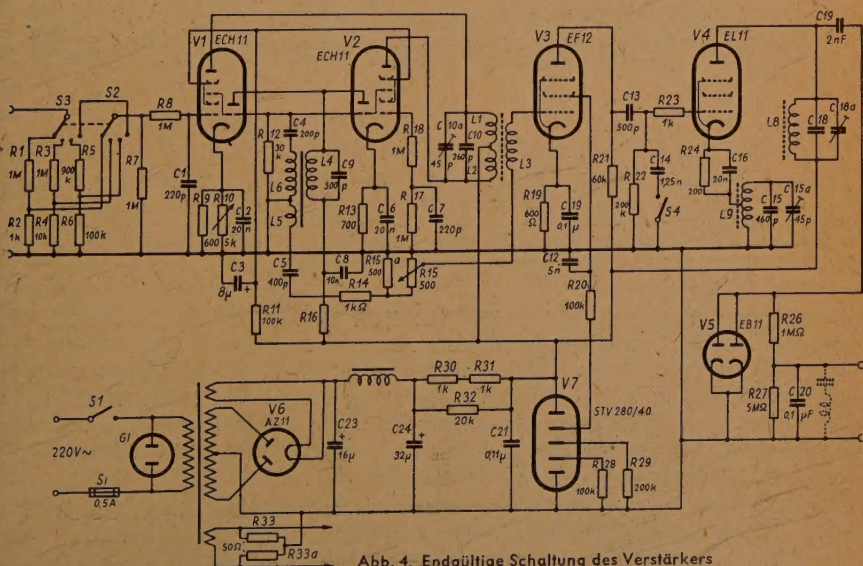


Abb. 4. Endgültige Schaltung des Verstärkers

R 12 gegen den 200-kHz-Kreis besser. Der 400-kHz-Kreis in der Katodenleitung der EL 11 brachte allerdings wieder eine geringe Verstärkungsmin- derung, da sein Widerstand für 200 kHz noch nicht so klein war, daß bei dieser Frequenz keine Gegenkopplung mehr entstand. Im gesamten war aber die Verstärkung besser geworden. Eine weitere Erhöhung wurde dadurch erreicht, daß die vom Generator an die Hexoden gelieferte 200-kHz-Spannung von 1,3 auf 3 V erhöht wurde; dies konnte trotz der dabei stattfindenden Erhöhung des Klirrfaktors der 200-kHz-Spannung geschehen, weil die nachfolgende 200-kHz-Aussiebung und 400-kHz-Unterdrückung ein Ansteigen des Klirrgrades und damit der Rest-

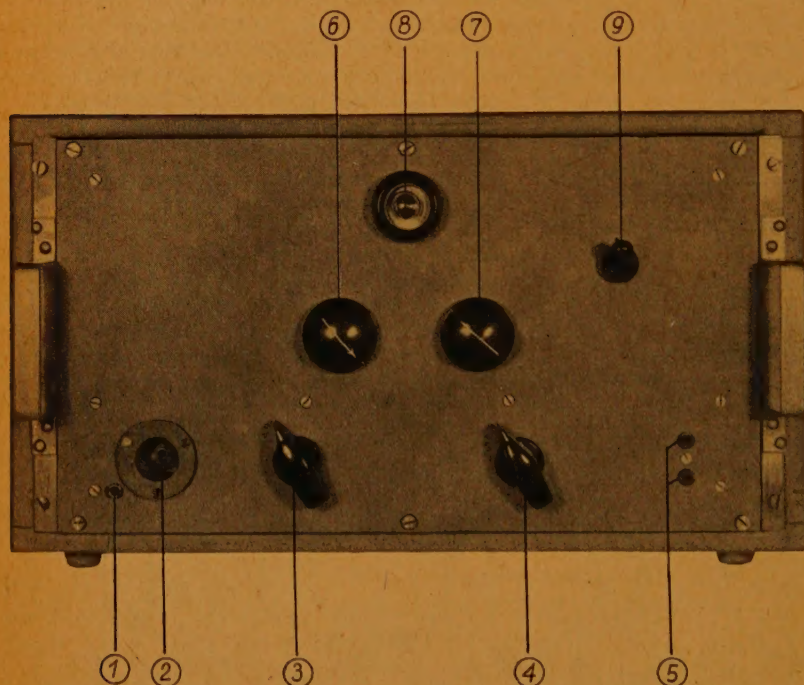


Abb. 5. Vorderansicht des Verstärkers. 1 = Erdbuchse, 2 = Abgeschirmte Eingangsbuchse, 3 = Schalter S 4, 4 = Schalter S 2, 5 = Ausgangsbuchsen, 6, 7 = Bedienungsknöpfe für die Pot. R 10 und R 15, 8 = Glühlampe, 9 = Netzschalter

spannung am Ausgang nicht befürchten ließ. Die Erhöhung der Oszillatorspannung machte eine Vergrößerung der Katodenwiderstände R 2 und R 5 auf etwa 700 Ohm notwendig. Endlich wurde noch die Verstärkungszahl von V 3 durch Verringerung von R 7 und Vergrößerung von R 8 verbessert. Auf diese Weise gelang es, bei 30 mV Eingangsspannung an der Anode von V 4 eine Wechselspannung von 50 V<sub>eff</sub>, entsprechend einer Ausgangs-Gleichspannung von 70 V (Spitzengleichrichtung!) zu erreichen.

Die nunmehr erreichte hohe Verstärkungszahl des Gerätes wirkte sich dahingehend nachteilig aus, daß es gegen Schwankungen der Speisespannungen sehr empfindlich war, und daß im höchsten Verstärkungsbereich (10 mV) die Null-



punktauswanderung während der Erwärmungszeit des Gerätes sehr beträchtlich war. Es war daher unbedingt notwendig, die vom Netzteil gelieferten Spannungen zu stabilisieren, was mit Hilfe eines Glimmstrecken-Spannungsteilers bewirkt wurde. Zur Herabsetzung der Empfindlichkeit bei Eingangsspannungen, die über etwa 10 mV lagen, erwies sich der Einbau eines Umschalters, der die Verstärkung im Verhältnis 1:5 herabzusetzen ermöglichte, als vorteilhaft.

Natürlich mußte darauf geachtet werden, daß die zusätzlich eingebauten Resonanzkreise durch andere Schaltelemente nicht oder nur geringfügig gedämpft wurden. Hierfür kam in erster Linie die Vergrößerung der Diodenbelastungswiderstände R 13, R 14 von rd. 110 k $\Omega$  auf über 1 M $\Omega$  in Betracht. Der Ausgang des Verstärkers wurde hierdurch sehr hochohmig, was wiederum zur Folge hatte, daß an das Gerät nur sehr hochohmige Geräte angeschlossen werden durften.

Das endgültige Schaltbild des Verstärkers, das sich nunmehr aus diesen Erprobungserfahrungen ergab, ist in Abb. 3 wiedergegeben. Die Kombination L 6, C 5, R 14...15a stellt die Kompensationsschaltung dar. S 4 ist der Schalter zur Herabsetzung der Verstärkung. Gestrichelt ist ein zu den Ausgangsklemmen parallelgeschalteter Leitkreis gezeichnet, der auf 200 kHz abgestimmt ist, sich aber praktisch als entbehrlich herausstellte.

Es ist klar, daß die Trennschärfe der Kreise eine starke Frequenzabhängigkeit der Verstärkung beim Betrieb des Gerätes als Wechselspannungsverstärker verursacht. Um trotzdem das Gerät für die Verstärkung von Wechselspannungen, insbesondere solcher tiefer Frequenzen, verwenden zu können, waren grundsätzlich zwei Möglichkeiten vorhanden. Entweder wurde bei nicht allzu hoher Brückenfrequenz auf hinreichende Bandbreite der auf die Grundfrequenz abgestimmten Kreise geachtet, oder die Brückenfrequenz wurde so hoch gelegt, daß die Bandbreite der verschiedenen Kreise für Frequenzen bis etwa 1000 Hz eine gleichbleibende Verstärkung auch bei geringer Kreisdämpfung gewährleistete. Gewählt wurde die zweite Möglichkeit, um die Oberschwingungsunterdrückung nicht zu beeinträchtigen. Als günstige Frequenz erwies sich 200 kHz; bei dieser Frequenz lassen sich hinreichend dämpfungsarme Kreise bei tragbarem technischem Aufwand herstellen.

### Mechanischer Aufbau

An Hand der Abb. 5...7 sei der von uns gewählte Aufbau des Gerätes (Typ V 104; Baujahr 1944) kurz besprochen. Abb. 5 zeigt die Vorderansicht (Frontplatte); in der Reihenfolge von links nach rechts befinden sich in der unteren Reihe eine Erdbuchse, die abgeschirmte Eingangsbuchse, der Schalter S 4, der Schalter S 2 und die Ausgangsbuchsen. Über den Schaltern sind die Bedienungsknöpfe für die Potentiometer R 10 und R 15, die zum Abgleich der Brücke bedient werden müssen, angeordnet. Oben und rechts befinden sich eine Glimmlampe und der Netzschalter; die Glimmlampe zeigt an, ob das Gerät eingeschaltet ist.

Das eigentliche Aufbauchassis ist mit der Frontplatte verschraubt und durch zwei Streben abgesteift. Die Verteilung der Schaltelemente auf der Oberseite des Aufbaugesells geht aus Abb. 6 hervor. Bemerkenswert ist, daß die beiden Brückenröhren ECH 11 durch rechteckige Abschirmkästen mit Luftlöchern statisch abgeschirmt sind. Weitere Abschirmhauben sind für die Spulen vorgesehen. An der Chassistrückwand ist die Netzsicherung erkennbar. Verdrahtung

und Anordnung der Einzelteile an der Chassisunterseite gehen aus Abb. 7 hervor.

Über die Notwendigkeit der Abschirmung des Eingangs und der Brückenröhren ist folgendes zu sagen: Hochfrequente Spannungen, die in den Eingangsleitungen, vor allem in der zum Verstärker führenden Leitung entstehen können, sind durchaus imstande, eine Ausgangs-Gleichspannung zu erzeugen, die vor

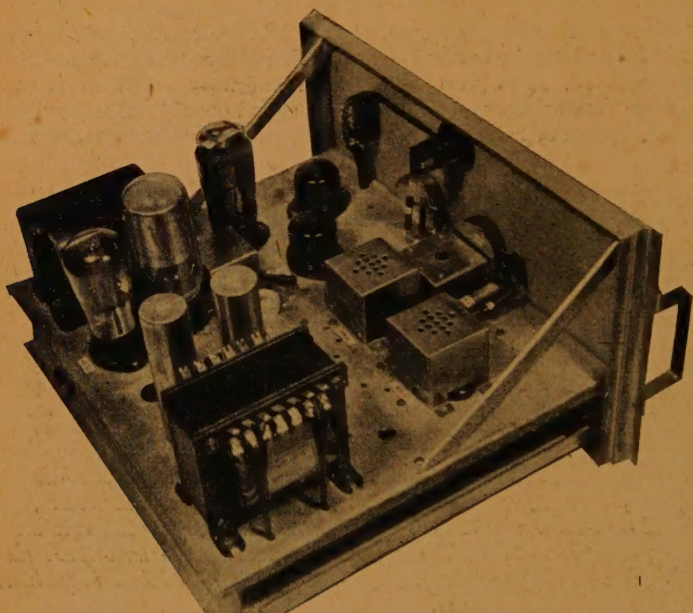


Abb. 6. Chassisansicht von oben

allem im kleinsten Bereich störend wirkt. Entweder sind also die Eingangsleitungen mit Hochfrequenzsperrern zu versehen, oder es muß durch möglichst weitgehende Abschirmung dafür gesorgt werden, daß Störspannungen von dem Gerät ferngehalten werden.

### Verhalten im Betrieb

Das schwierigste Problem des Gleichstromverstärkers ist die Änderung des Brückengleichgewichtes während der langsamen Erwärmung des Gerätes nach dem Einschalten. Es zeigte sich, daß diese Erwärmungszeit ungefähr  $1\frac{1}{2}$  Stunden beträgt. Während dieser Zeit ändert sich die Ausgangsspannung bei offenen Eingangsklemmen stetig, und zwar so stark, daß im empfindlichsten Bereich des Verstärkers nicht gearbeitet werden kann. Auch in den unempfindlicheren Bereichen liefern nur Messungen kurzer Dauer brauchbare Werte. Nach der angegebenen Erwärmungszeit ändert sich die Brückeneinstellung nur noch wenig; es wurde in 30 Minuten eine Änderung der Ausgangsspannung von max. 1 V gemessen (entsprechend etwa 0,5 mV Eingangsspannung.)

Aus der Temperaturabhängigkeit des Gerätes folgt erstens, daß es keinen Sinn hat, den Verstärker in einem Raum zu betreiben, der starken Temperatur-



schwankungen ausgesetzt ist. Zweitens muß durch Anschluß des Gerätes an ein möglichst spannungskonstantes Netz dafür gesorgt werden, daß sich nach der Erwärmungszeit keine Temperaturänderungen mehr ergeben. Drittens ist es notwendig, die Empfindlichkeit des Gerätes mit Hilfe von S 2 der Höhe der zu messenden Spannung ungefähr anzupassen und den Schalter S 4 möglichst auf geringe Verstärkung einzustellen. Dieser Schalter ist nur dann auf große Ver-

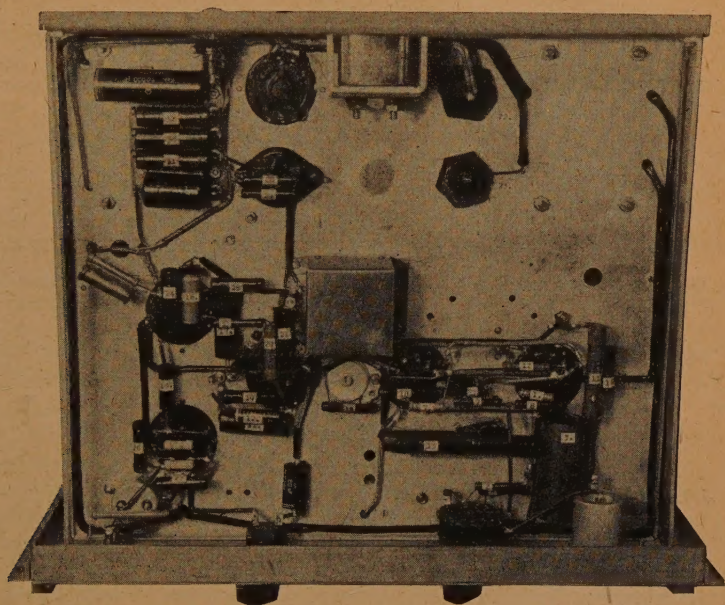


Abb. 7. Chassisansicht von unten

stärkung zu schalten, wenn Höchstempfindlichkeit des Verstärkers verlangt wird.

An sich wäre es möglich, durch Verwendung von Röhren, die sich im Betrieb nur wenig erwärmen (Batterieröhren), und vor allem durch Trennung des Netzteils vom eigentlichen Verstärker die Temperaturabhängigkeit und damit die Erwärmungszeit herabzusetzen. Auf diese Abänderung wurde jedoch im Interesse einer einfachen Handhabung des Gerätes verzichtet.

Zum Anschluß an die Ausgangsklemmen eignen sich, wie bereits erwähnt, nur hochohmige Geräte, z. B. hochohmige Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter oder Oszillografen mit mindestens  $10\text{ M}\Omega$  Eingangswiderstand.

Vor jeder Messung, insbesondere aber nach Beendigung der Erwärmungszeit, ist der Nullpunkt am Ausgangsinstrument (Röhrenvoltmeter) so einzustellen, daß es höchstens  $1...2\text{ V}$  anzeigt. Zur Einstellung dienen die beiden Drehknöpfe R 10 und R 15. Wegen der gegenseitigen Abhängigkeit ihrer Einstellung wird am besten so verfahren, daß der eine Knopf langsam durchgedreht wird, während der andere ziemlich rasch hin und her gedreht wird.

Das Verhalten des Verstärkers als Wechselstrom-Verstärker geht aus Abb. 8 hervor; wie diese zeigt, ist bis  $400\text{ Hz}$  die Verstärkung gleich groß wie die Gleich-

spannungs-Verstärkung. Darüber sinkt sie ab und erreicht bei 1000 Hz. rd. 83% der Maximalverstärkung.

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung zeigt Abb. 9. Wie ersichtlich, ist die Proportionalität zwischen beiden gut gewahrt. Untersucht wurde außerdem der Einfluß des Katodenkreises auf die 200-kHz-

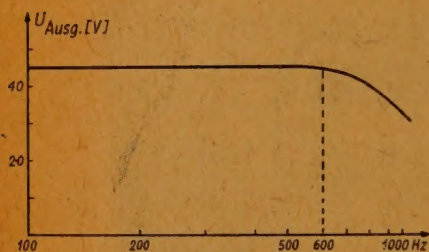


Abb. 8. Frequenzabhängigkeit des Verstärkers

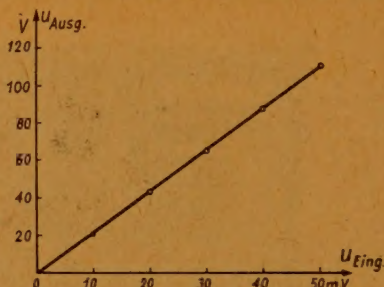


Abb. 9. Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Höhe der Eingangsspannungen

Verstärkung. Es ergab sich, daß bei der gewählten autotransformatorischen Ankopplung dieses Kreises eine Verstärkungsabnahme nicht mehr feststellbar war.

### Zusammenfassung

Beim Entwurf und Bau eines Verstärkers für Gleichspannungen und Wechselspannungen tiefer Frequenz nach dem von Kerkhof angegebenen Prinzip ergaben sich einige Schwierigkeiten, die prinzipieller Natur waren und sich insbesondere im Auftreten einer Restspannung am Verstärker-Ausgang äußerten. Durch mehrfache Selektion, einwandfreie Entbrummung und sorgfältige Abschirmung gelang es, dieser Schwierigkeiten Herr zu werden. Anschließend wurde über den mechanischen Aufbau des Gerätes und die Betriebseigenschaften berichtet.

### Literatur

- [1] F. Kerkhof: Gleichspannungsverstärker mit einer Hochfrequenz-Gegentaktschaltung; Zs. f. techn. Phys. 23 (1942), S. 267.
- [2] H. Boucke u. O. Schmid: Verstärker mit selektiver Gegenkopplung.

\*

\*

\*



# Klangfarbenregelung mit R-C-Gliedern in der Tonaufnahmetechnik

## Einleitung

Der variable Teil einer Tonaufnahme-Apparatur ist das Mischpult. Hier wird nicht nur der richtige Pegel für das Aufzeichnungsorgan eingeregelt, sondern auch die Einstellung der jeweils erforderlichen Klangfarbe vorgenommen. Dies gilt insbesondere auch für die Überspielung (z. B. Band auf Platte) oder die Synchronisation von Tonfilmen.

Um allen vorkommenden Forderungen der Praxis zu genügen, müßte der Entzerrer die Herstellung einer beliebigen Kurvenform der Frequenzcharakteristik gestatten. Die technische Realisierung dieser Forderung ergibt vier Grundmöglichkeiten der Entzerrung, nämlich die Baßanhebung, die Baßsenkung, die Höhenanhebung und die Höhensenkung.

Da hierbei Begriffsverwechslungen, wie z. B. zwischen Baßanhebung und Höhensenkung, bzw. zwischen Baßsenkung und Höhenanhebung auftreten können, sollen zunächst diese Definitionen sinngemäß festgelegt werden.

Hierzu ist es erforderlich:

1. einen Bezugspunkt der Frequenzskala festzulegen,
2. diesen Bezugspunkt selbst regelmäßig als konstant, das heißt, weder angehoben noch gesenkt anzusehen, und
3. von diesem Bezugspunkt aus denjenigen Teil der Frequenzskala zu definieren, der angehoben bzw. gesenkt wird.

Die Hauptschwierigkeiten bei der Definitionsfestsetzung bestehen, wie man aus diesen drei Forderungen ersieht, in der Tatsache, daß alle Pegelbeziehungen relativer Natur sind, d. h. wenn man sich auf einen Pegel im hohen Frequenzbereich bezieht, überhaupt nur von einer Tiefenentzerrung sprechen kann, bzw. wenn man sich auf einen Pegel im tiefen Frequenzbereich bezieht, nur von einer Höhenentzerrung sprechen kann!

Dies soll an zwei kleinen Beispielen näher erläutert werden:

Abb. 1 zeigt eine Entzerrungsschaltung, die in der Literatur manchmal als Höhenentzerrer bezeichnet wird. Abb. 2 zeigt den schematischen Frequenzgang dieser Schaltung. Wenn man hierbei von einem Höhenentzerrer spricht, müßte also eine Höhenanhebung vorliegen. Tatsächlich handelt es sich jedoch, wie wir später sehen werden, um eine Tiefensenkung.

Als zweites Beispiel zeigt Abb. 3 eine Schaltung, die oft als Tiefenanhebung bezeichnet wird. Abb. 4 zeigt den hiermit erzeugten schematischen Frequenzverlauf. Tatsächlich handelt es sich jedoch um eine Höhensenkung.

## Die Definition der Entzerrungsarten

### 1. Die vier Grundarten der Entzerrung

Gemäß der Forderung 1. wollen wir als festen Bezugspunkt die geometrische Bandmitte des Hörbereichs festlegen, also eine Frequenz von etwa 1000 Hz. Wir nehmen an, daß nur eine Anhebung oder Senkung entweder oberhalb oder unterhalb der Frequenz des Bezugspunktes, also 1000 Hz, vorliegt.

Sinngemäß definiert man dann den verbleibenden geradlinigen Teil, der entweder von der Bezugsfrequenz bis zur unteren oder von der Bezugsfrequenz bis zur oberen Übertragungsgrenze reicht, als den nichtentzerrten Teil des Frequenzbandes.

Bei Berücksichtigung dieser beiden Punkte ergeben sich folgende vier Entzerrungsarten:

1. Die Tiefenanhebung: Abb. 5
2. Die Tiefensenkung: Abb. 6

3. Die Höhenanhebung: Abb. 7
4. Die Höhensenkung: Abb. 8

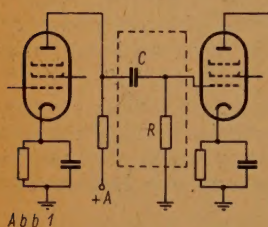


Abb. 1

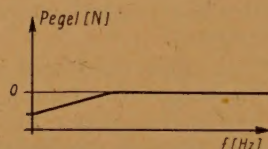


Abb. 2

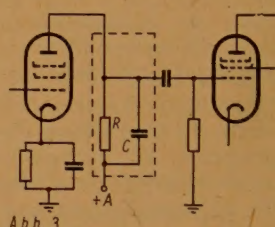


Abb. 3

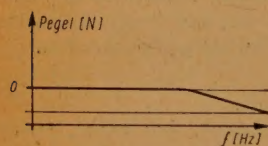


Abb. 4

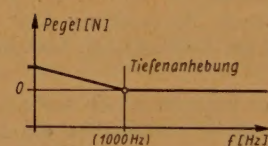


Abb. 5

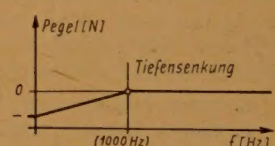


Abb. 6

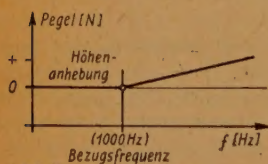


Abb. 7

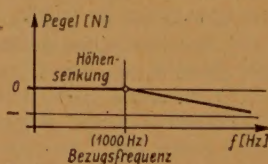


Abb. 8

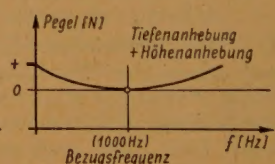


Abb. 9

Abb. 1 bis 9

## 2. Die Entzerrungskombinationen

Die im vorigen Abschnitt behandelten Arten der Entzerrung stellen gewissermaßen die Grundarten dar. Alle anderen ergeben sich aus deren Kombinationen:

1. Die Tiefenanhebung — Höhenanhebung: Abb. 9
2. Die Tiefenanhebung — Höhensenkung: Abb. 10
3. Die Tiefensenkung — Höhenanhebung: Abb. 11
4. Die Tiefensenkung — Höhensenkung: Abb. 12

Würde man z. B. die Kombination 1. als Mittensenkung bezeichnen, dann ergäbe sich zwar für die Kombination 4. sinngemäß die Bezeichnung Mittenanhebung, jedoch ließe sich für die übrigen Arten nach dieser Bezeichnungsmethode keine passende Formulierung finden.

Während bei der eben erwähnten Methode oft von der elektrischen Schaltung ausgegangen wird, sind obige hier aufgestellten Definitionen vollkommen unabhängig von der elektrischen Schaltung und somit von der Entstehung



der Entzerrungscharakteristik. Sie richten sich lediglich nach dem Entzerrungsdiagramm unter Berücksichtigung der oben aufgestellten Grundsätze.

Hierfür läßt sich ein schönes Beispiel anführen: Abb. 13 und 14 zeigen Entzerrungsschaltungen, die nach der hier eingeführten Definition beide als Kombination 1., d. h. Tiefenanhebung — Höhenanhebung, bezeichnet sind.

Nach der elektrischen Schaltung bzw. der Entstehung der Entzerrungscharakteristik bezeichnet, würde Abb. 13 als Mittensenkung, Abb. 14 dagegen genau wie nach unserer Definition als Tiefen- und Höhenanhebung bezeichnet werden können.

Zweckmäßigerweise und gehörmäßig richtig legt man den Drehpunkt so, daß er mit wachsendem Entzerrungsgrad nach der Bezugsfrequenz wandert und diese bei maximalem Entzerrungsgrad erreicht. Dies hat außerdem den Vorteil der verhältnismäßig einfachen technischen Realisierbarkeit.

Daß zur Widerstandsregelung keine Potentiometer, wie sie in der Rundfunktechnik fast durchweg eingebaut werden, Anwendung finden können, braucht wegen der bekannten technischen Nachteile der Potentiometer nicht näher erläutert zu werden.

Um das bei der Stufenregelung leicht auftretende Knackgeräusch zu vermeiden bzw. auf ein Mindestmaß herabzudrücken, was bei der quasi-kontinuierlichen Regelung einer Aufnahmeapparatur dringend erforderlich ist, werden als die vier Grundsaltungen nur solche untersucht, bei denen die Regelung rein ohmsch und gleichstromfrei erfolgt.

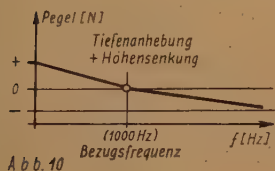


Abb. 10

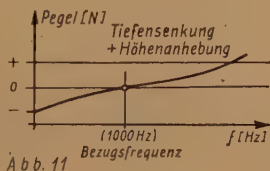


Abb. 11

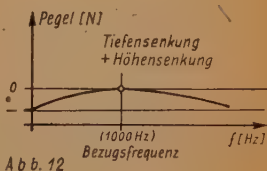


Abb. 12

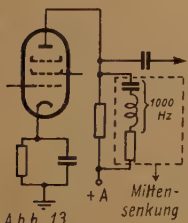


Abb. 13

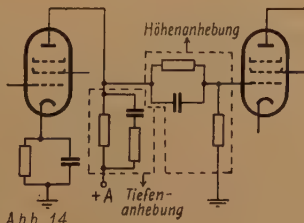


Abb. 14

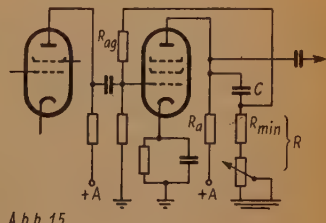


Abb. 15

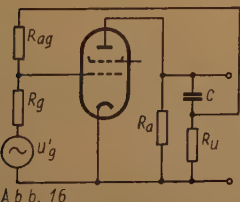


Abb. 16

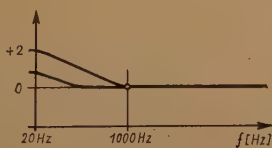


Abb. 17

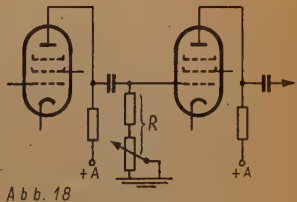


Abb. 18

Abb. 10 bis 18

## Die verschiedenen Entzerrungsschaltungen für konstanten Pegel des nicht entzerrten Teiles

Von den vielen in der Technik gebräuchlichen Entzerrungsschaltungen sollen im folgenden nur Schaltungen mit R-C-Gliedern behandelt werden, da diese gegenüber den Schaltungen mit L oder Schwingkreisen den Vorteil der technischen Eleganz, der leichten Realisierbarkeit, der Vermeidung von störenden Laufzeiteffekten sowie der Verhinderung von störenden Einflüssen fremder Spannungen, insbesondere Brummspannungen, wie sie leicht durch Induktion bei der Verwendung von Schaltungen mit Induktivitäten (besonders mit Eisenkern) oder Transformatoren entstehen, haben.

Ein grundsätzlicher Nachteil vieler Entzerrungsschaltungen besteht darin, daß bei der Regelung eine Pegeländerung des nichtentzerrten Teiles der Frequenzcharakteristik eintritt.

Dies ist insofern ungünstig, als sich bei gleichen Eingangspegeln der verschiedenen Kanäle des Mischpultes bei gleicher Lautstärke (Pegel am Aufzeichnungsorgan) verschiedene Stellungen der Kanaldämpfungsregler ergeben, wenn man die einzelnen Kanäle verschieden stark entzerrt. Es sind hier also nur solche Entzerrungsschaltungen von Interesse, bei denen dieser Nachteil nicht auftritt.

Um für die Praxis brauchbare Grundlagen für den Bau solcher Entzerrungsschaltungen zu erhalten, wird oft von Näherungslösungen Gebrauch gemacht, soweit dies im Rahmen der in der Praxis erforderlichen Genauigkeit zulässig erscheint.

Dadurch wird eine wesentliche Vereinfachung und eine Erhöhung der Übersichtlichkeit der aufgestellten Beziehungen zwischen Diagramm und elektrischen Schaltelementen erreicht.

### 1. Die Tiefenanhebung

Abb. 15 zeigt das Prinzipschaltbild einer Tiefenanhebung mit konstantem Pegel des nichtentzerrten Teiles der Frequenzcharakteristik. Hierin ist  $R_a$  der Außenwiderstand der Röhre, C der Kondensator und R der Widerstand der Entzerrungsschaltung. Der vor dem Pegelwiderstand liegende Festwiderstand soll verhüten, daß der Widerstand R den Wert null annehmen kann. Für diesen Fall würde der Drehpunkt der Schaltung über die Bezugsfrequenz hinaus nach höheren Frequenzen wandern, was aus den oben dargelegten Gründen vermieden werden soll. Der Restwiderstand  $R_{\min}$  (Widerstand für maximalen Entzerrungsgrad) muß also so dimensioniert werden, daß er zusammen mit C den Drehpunkt auf die Bezugsfrequenz legt. Diese soll in unserem Falle etwa 1000 Hz sein.

Abb. 16 zeigt das Ersatzbild der Gegenkopplungsschaltung, aus dem sich alle wichtigen Größen für die Berechnung der Schaltelemente ableiten lassen.

Hierin bedeuten:

$R_{ag}$  = Gegenkopplungswiderstand,

$R_g$  = der am Gitter der Röhre auftretende effektive Wechselstromwiderstand (meist Parallelschaltung aus Gitterableitwiderstand und Außenwiderstand der Vorröhre, wenn man den Kopplungs-Kondensator so groß wählt, daß sein Widerstandswert für alle vorkommenden Frequenzen vernachlässigbar ist).

Das Verhalten eines spannungsgegegengekoppelten Verstärkers ist äquivalent dem Verhalten eines normalen, ohne Gegenkopplung arbeitenden Verstärkers,



wenn man beim Innenwiderstand und beim Durchgriff den Gegenkopplungsfaktor berücksichtigt. Dieser hat die Größe:

$$g = \frac{1}{1 - \frac{K}{D}} \quad (1)$$

Hierin bedeuten:

$D =$  Durchgriff der Röhre (ohne Gegenkopplung)  $= \frac{1}{\mu}$ , wobei  $\mu =$  Leerlaufverstärkungsfaktor der Röhre (ohne Gegenkopplung)

$K =$  Gegenkopplungsgrad, der Teil der Ausgangsspannung, der gegengekoppelt dem Gitter zugeführt wird.

Das Minuszeichen berücksichtigt die Phasenverschiebung.

Die Größe des Innenwiderstandes mit Gegenkopplung wird infolgedessen:

$$R_i' = g \cdot R_i \quad (2)$$

und der Leerlaufverstärkungsfaktor:

$$\mu' = g \cdot \mu \quad (3)$$

Die Steilheit des gegengekoppelten Verstärkers wird infolgedessen:

$$S' = \frac{1}{D' \cdot R_i'} = S \quad (4)$$

Sie ist gleich der Steilheit des Verstärkers ohne Gegenkopplung.

Die Verstärkung der Schaltung wird:

$$V = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i'}{R_a + R_i'} = SR_a \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i'}} \quad (5)$$

und wenn man  $R_i'$  aus (2) und (1) ersetzt:

$$V = S \cdot R_a \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i} \left(1 - \frac{K}{D}\right)} \quad (6)$$

Unter der Voraussetzung

$$R_a \ll R_i \quad (7)$$

kann man (6) vereinfachen. Es wird:

$$V = S \cdot R_a \frac{1}{1 - \frac{R_a}{R_i} \frac{K}{D}} \quad (8)$$

Wenn man weiter voraussetzt, daß

$$R_i \gg R_{\max} \quad (9)$$

und

$$R_a \ll R_{\min} \quad (10)$$

dann ergeben sich für die diagrammbestimmenden Größen folgende Beziehungen:

a) Die Frequenz des Drehpunktes ergibt sich aus

$$R = \frac{1}{\omega_d \cdot C} \quad (11)$$

$$f_d = \frac{1}{2 \pi \cdot R \cdot C} \quad (12)$$

b) Für den nichtentzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt mit guter Näherung

$$R \gg \frac{1}{\omega C} \quad (13)$$

und  $R \ll (R_{ag} + R_g) \quad (14)$

Dann wird der Gegenkopplungsgrad K:

$$K = - \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} \quad (15)$$

und

$$V_o = S R_a \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}} \quad (16)$$

Durch diese Verstärkung sei der Pegel null definiert.

c) Für den entzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt:

$$R \ll \frac{1}{\omega C} \quad (17)$$

Hiermit wird K:

$$K = - R \cdot \omega C \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} \quad (18)$$

Wenn man wieder (14) berücksichtigt.

Die Verstärkung ergibt sich zu:

$$V = S R_a \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu R \omega C \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}} \quad (19)$$

Wir beziehen diese Verstärkung auf  $V_o$  und erhalten:

$$\frac{V}{V_o} = \frac{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}}{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu R \omega C \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}} \quad (20)$$

und der Pegel:

$$\ln \frac{V}{V_o} = \ln \frac{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}}{1 + \frac{R_a}{R_i} \mu R \omega C \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}} \quad (21)$$



oder

$$\ln \frac{V}{V_0} = \ln \frac{1 + S R_a \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}}{1 + S R_a R \omega C \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}}$$

weil nach (17):

$$R \ll \frac{1}{\omega C}, \text{ d. h. } R \omega C \ll 1 \text{ wird,}$$

wird der Zähler für den entzerrten Teil größer als der Nenner. Es findet eine Tiefenanhebung statt.

Für den Fall

$$S R_a \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} R \omega C \gg 1 \quad (22)$$

wird der Pegel

$$\ln \frac{V}{V_0} \approx \ln \frac{1}{R \omega C} \quad (23)$$

Bei zweckmäßiger Dimensionierung läßt sich mit dieser Schaltung eine maximale Entzerrungsdynamik von etwa 2 Neper und mehr bei 20 Hz erzielen.

Abb. 17 zeigt das zugehörige Entzerrungsdiagramm für 2 verschiedene Einstellungen der Entzerrungsdynamik.

## 2. Die Tiefensenkung

Abb. 18 zeigt das Prinzipschaltbild einer Tiefensenkung. Das frequenzbestimmende Glied, bestehend aus  $R$  und  $C$ , ist genau so aufgebaut wie bei der Tiefenanhebung, nur daß es hierbei als Spannungsteiler der Anodenspannung geschaltet ist, wodurch entzerrungsmäßig die entgegengesetzte Wirkung erreicht wird.

Das zugehörige Ersatzbild zeigt Abb. 19.

Hierin bedeuten:

$$D = \text{Durchgriff der Röhre} = \frac{1}{\mu}$$

$$R_i = \text{Innenwiderstand der Röhre}$$

$$R_a = \text{Außenwiderstand.}$$

Unter den Voraussetzungen

$$R_i \gg R_a$$

$$R_i \gg R_{\max}$$

und

$$R_a \ll R_{\min}$$

wobei letztere besonders wichtig für die Voraussetzung eines konstanten Pegels des nichtentzerrten Teiles der Frequenzcharakteristik ist, ergeben sich folgende Beziehungen für die das Entzerrungsdiagramm bestimmenden Größen:

a) Die Frequenz des Drehpunktes  $f_d$  wird wieder

$$f_d = \frac{1}{2 \pi R \cdot C}$$

b) Für den nichtentzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt mit guter Näherung:

$$R \gg \frac{1}{\omega C}$$

Die Spannung für den nichtentzerrten Teil wird nach dem Ersatzbild in Abb. 19:

$$u_0 = \frac{u_g}{D} \frac{1}{R_i} \cdot R_a \quad (24)$$

und wenn wir für  $\frac{1}{D \cdot R_i} = S$ , die Steilheit, setzen

$$u_0 = S \cdot u_g \cdot R_a \quad (25)$$

c) Die Frequenzcharakteristik der Schaltung für den entzerrten Bereich ergibt sich wieder aus dem Ersatzbild.

Hierfür gilt mit guter Näherung

$$R \ll \frac{1}{\omega C}$$

Die Spannung ergibt sich demzufolge:

$$u = S \cdot u_g \cdot R \cdot \omega C \cdot R_a \quad (26)$$

Das Verhältnis

$$\frac{u}{u_0} = \omega C R \quad (27)$$

Der Pegel des entzerrten Teiles der Frequenzcharakteristik wird

$$\ln \frac{u}{u_0} = \ln \omega C R \quad (28)$$

Analog der Tiefenanhebung kann mit dieser Entzerrungsschaltung eine Tiefensenkung von etwa 2 Neper und mehr erzielt werden, wenn man Bandgrenze wieder etwa 20 Hz wählt. Abb. 20 zeigt das Entzerrungsdiagramm für zwei verschiedene Einstellungen. Die maximale Entzerrungsdynamik ist hierbei 2 Neper.

### 3. Die Höhenanhebung

Abb. 21 zeigt das Schaltbild einer Höhenanhebung. Das frequenzbestimmende Glied, bestehend aus der Parallelschaltung von  $R$  und  $C$ , liegt in der Katode der Röhre, wodurch eine Katodengegenkopplung entsteht.

Die Verstärkung eines solchen Verstärkers wird, wieder unter der Voraussetzung

$$R_i \gg R_a$$

$$V = S_g \cdot R_a \quad (29)$$

Hierin ist  $S_g$  die Steilheit der Röhre mit Katodengegenkopplung. Ihre Größe ergibt sich aus der Bezeichnung

$$S_g = S \frac{1}{1 + S R_k} \quad (30)$$

wobei  $R_k$  der wirksame Katodenwiderstand ist.



a) Für die Frequenz des Drehpunktes gilt wieder

$$f_d = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

b) Für den nichtentzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt die Bedingung:

$$R \ll \frac{1}{\omega C}$$

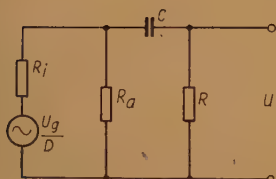


Abb. 19

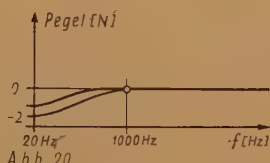


Abb. 20

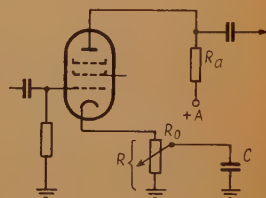


Abb. 21

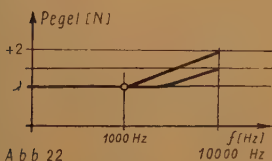


Abb. 22

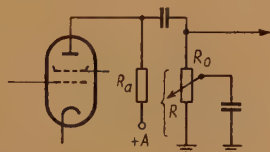


Abb. 23

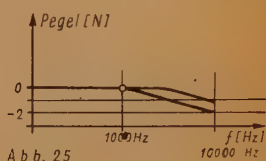


Abb. 25

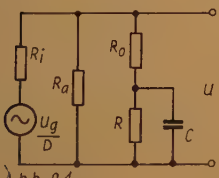


Abb. 24

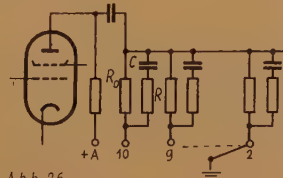


Abb. 26

Abb. 19 bis 27

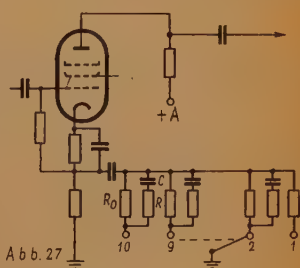


Abb. 27

Die Verstärkung dieses Bereiches ist:

$$V_0 = S R_a \frac{1}{1 + S(R + R_0)} \quad (31)$$

c) Für den entzerrten Bereich des Entzerrungsdiagramms wird

$$R \gg \frac{1}{\omega C}$$

Die Verstärkung wird dann:

$$V = S R_a \frac{1}{1 + S \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \quad (32)$$

Das für den Pegel maßgebende Verhältnis  $V/V_0$  wird

$$\frac{V}{V_0} = \frac{1 + S(R + R_0)}{1 + S \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \quad (33)$$

Der Pegel wird dann:

$$\ln \frac{V}{V_0} = \ln \frac{1 + S(R + R_0)}{1 + S \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \quad (34)$$

Für maximale Entzerrung wird  $R_0 = 0$ . Wenn man außerdem

$$SR \gg 1 \quad (35)$$

setzt, was bei großer Entzerrungsdynamik erforderlich ist, dann ergibt sich:

$$\ln \frac{V}{V_0} \approx - \frac{SR}{1 + \frac{S}{\omega C}} \quad (36)$$

als gute und übersichtliche Näherungslösung.

Die mit dieser Schaltung realisierte Entzerrung liegt bei etwa 2 Neper, wenn man als obere Bandgrenze 8000 ·/· 10000 Hz wählt. Abb. 22 zeigt schematisch zwei verschiedene Entzerrungsgrade der Höhenanhebung.

#### 4. Die Höhensenkung

Abb. 23 zeigt das Schaltbild für eine Höhensenkung. Das frequenzbestimmende Glied ist prinzipiell das gleiche wie für die Höhenanhebung, nur daß es hierbei dem Anodenwiderstand parallel liegt, wodurch entzerrungsmäßig die entgegengesetzte Wirkung erzielt wird.

Damit die Pegelschaltung gleichstromfrei wird, ist wieder ein R-C-Glied vorgeschaltet.

Hierbei macht man zweckmäßigerweise

$$R_a \ll R_{\max} \quad (37)$$

Um eine Beeinflussung der Pegelcharakteristik durch  $R_a$  zu vermeiden. Abb. 24 zeigt das Ersatzbild.

Unter der Bedingung

$$R_i \gg R_a$$

erhalten wir aus dem Ersatzbild alle wichtigen Entzerrungsgrößen:

a) Die Frequenz des Drehpunktes wird wieder:

$$f_d = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

b) Für den nichtentzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt wieder:

$$R \ll \frac{1}{\omega C}$$



Damit wird die Spannung

$$u_0 = u_g \frac{1}{D R_i} R_a \quad (38)$$

und wenn wir wieder setzen

$$\frac{1}{D R_i} = S$$

$$u_0 = u_g \cdot S \cdot R_a \quad (39)$$

c) Für den entzerrten Teil der Frequenzcharakteristik gilt wieder:

$$R \gg \frac{1}{\omega C}$$

Hiermit wird:

$$u = S u_g \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (40)$$

Das Verhältnis:

$$\frac{u}{u_0} = \frac{\sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}{R} \quad (41)$$

Der Pegel:

$$\ln \frac{u}{u_0} = \ln \frac{\sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}{R} \quad (42)$$

Für maximale Entzerrung wird wieder

$$R_0 = 0$$

Der Pegel wird hierfür:

$$\ln \frac{u}{u_0} = \ln \frac{1}{\omega C R} \quad (43)$$

Abb. 25 zeigt zwei mit dieser Schaltung erzielbare Erkennungscharakteristiken. Für eine obere Bandgrenze von 8000 ·/· 10000 Hz liegt die maximale Entzerrung bei etwa 2 Neper.

### Varianten mit konstantem Drehpunkt

Besteht bei der Klangfarbenregelung die Forderung, daß außer der konstanten Einhaltung des Signalpegels bei Variation der Regler auch der Drehpunkt konstant bleiben soll, dann muß man kompliziertere Schaltungen verwenden, für die man insbesondere bei den Tiefenentzerrern nicht mit der Umschaltung eines Widerstandes auskommt.

Abb. 26 zeigt das Beispiel für eine Tiefenanhebung, Abb. 27 das für eine Tiefensenkung. Das frequenzbestimmende Glied beider Schaltungen ist gleich,

Während bei der Tiefenanhebung dieses im Anodenkreis als Ableitung liegt, wird es bei der Tiefensenkung zur Katodengegenkopplung verwendet.

Um beide Bedingungen zu erfüllen, müssen jeweils 3 Schaltelemente, 2 Widerstände und 1 Kondensator, per Stufe umgeschaltet werden, und zwar nach den Beziehungen:

$$1. \quad R \cdot C \stackrel{!}{=} \text{konstant} \quad (44)$$

$$2. \quad \frac{R R_0}{R + R_0} \stackrel{!}{=} \text{konstant} \quad (45)$$

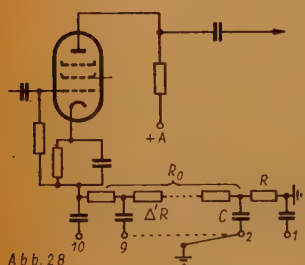


Abb. 28

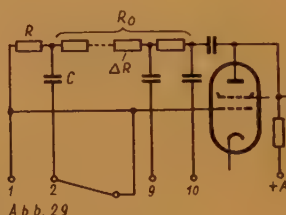


Abb. 29

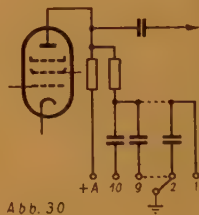


Abb. 30

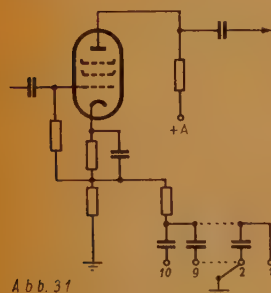


Abb. 31

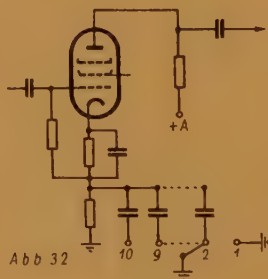


Abb. 32

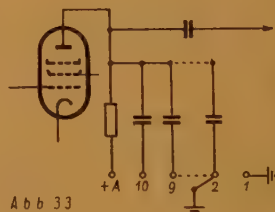


Abb. 33

Abb. 28 bis 33

Für die Katodenkombination und das Gleichstromentkopplungsglied ergeben sich die oben aufgestellten Bedingungen.

In Abb. 28 und 29 sind die entsprechenden Schaltungen für die Höhenanhebung und Senkung aufgezeichnet. Das frequenzbestimmende Glied ist wieder bei beiden Schaltungen gleich. Bei der Höhenanhebung liegt es in der Katode. An ihm fällt die gegengekoppelte Spannung ab. Bei der Höhensenkung liegt es im Rückführungsweig der Anodenspannungsgegenkopplung. Infolge der Differenzbildung der Widerstände  $R$  und  $R_0$ , deren Summen konstant sind, braucht man nur den Teilwiderstand  $\Delta R$  und die Kapazität umzuschalten.

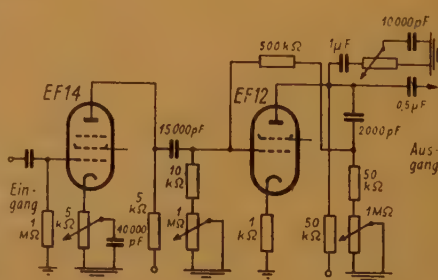


Abb. 34



Für konstante Drehpunktfrequenz und konstanten Pegel gelten die beiden Bedingungen:

$$1. \quad R \cdot C \stackrel{!}{=} \text{konstant} \quad (44)$$

$$2. \quad R + R \stackrel{!}{=} \text{konstant} = \Sigma \Delta R \quad (46)$$

Der Nachteil dieser vier Schaltungen besteht in ihrer Anfälligkeit gegen Schaltstörungen, da hier jedesmal Kondensatoren umgeschaltet werden. Sie eignen sich daher hauptsächlich für Zwecke, bei denen keine Regelung während des Aufnahme- bzw. Übertragungsvorganges vorgenommen wird.

Besonders einfache Regelschaltungen, bei denen nur Kapazitäten geschaltet werden, sind in den Abb. 30...33 dargestellt. Auch hier ist wieder die Forderung nach konstantem Pegel des nichtentzerrten Teils der Frequenzcharakteristik erfüllt, während der Drehpunkt sich mit der Variation der Regelung verschiebt (analog der unter III. 1...4 beschriebenen Regelschaltungen).

Da hier wieder Kondensatoren geschaltet werden, eignet sich die Schaltung nicht für eine quasikontinuierliche Regelung.

Außer den hier aufgeführten Entzerrungsschaltungen gibt es noch eine große Menge ähnlich wirkender R-C-Schaltungen. Es liegt nicht im Rahmen des vorliegenden Berichtes, diese alle zu behandeln.

Abb. 34 zeigt ein praktisches Beispiel für eine Schaltung zur Anhebung und Senkung der Tiefen sowie der Höhen mit Angabe der Dimensionierung der Schaltelemente.

Hierbei macht man zweckmäßigerweise die Tiefenanhebung mit der Tiefensenkung sowie die Höhenanhebung mit der Höhensenkung korrespondierend regelbar, d. h. daß der entsprechende Frequenzbereich (Tiefen bzw. Höhen) entweder angehoben oder gesenkt wird. Bei Verwendung von Stufenreglern wären hierfür zwei, nämlich einer für die Tiefen und einer für die Höhen erforderlich. Der Nullpunkt liegt in der Mitte, der linke Bereich entspricht z. B. der Anhebung, der rechte der Senkung.

### Zusammenfassung

Als Grundlage für die Behandlung von Entzerrungsschaltungen wird zunächst eine Definition der Entzerrungsarten vorgenommen, die von dem nichtentzerrten Teil der Frequenzcharakteristik und einer Bezugsfrequenz ausgeht. Mit dieser Definition lassen sich auch alle Kombinationen einordnen.

Die Grundarten der Entzerrungsschaltungen:

1. die Tiefenanhebung,
2. die Tiefensenkung,
3. die Höhenanhebung,
4. die Höhensenkung.

werden beschrieben und für ihre wichtigsten Größen die Beziehungen aufgestellt. Hierbei ist als Hauptforderung der konstante Pegel des nichtentzerrten Teiles der Frequenzcharakteristik berücksichtigt.

Zum Schluß wird auf verschiedene Varianten hingewiesen, von denen bei vier Schaltungen die Forderungen nach konstantem Drehpunkt des Entzerrungsdiagramms erfüllt ist.

# Stromdichte und zulässige Erwärmung bei Kleintransformatoren

## I. Temperatur und Lebensdauer von Isoliermaterialien

Die maximale Belastung eines Transformators ist nur durch seine zulässige Erwärmung begrenzt. Dies ist leicht einzusehen, wenn man bedenkt, daß ein Transformator keine beweglichen Teile hat und seine Lebensdauer nur von der der verwendeten Isolierstoffe abhängt. Und deren Lebensdauer hängt wiederum nur von der Temperatur ab, die der Transformator im Betrieb annimmt.

Wird die Betriebstemperatur zu hoch gewählt, so verlieren die Isoliermaterialien ihre Biegsamkeit, werden spröde, und verkohlen schließlich. Dies bewirkt, wie Versuche [1] gezeigt haben, weniger eine Erniedrigung der Durchschlagsfestigkeit als eine Verringerung der mechanischen Festigkeit. Infolge der mechanischen Beanspruchung der Transformatorwicklung im Betrieb, — besonders bei plötzlichen Stromänderungen — können in diesem Falle leicht innere Kurzschlüsse auftreten und die Betriebssicherheit gefährden.

Die Verminderung der mechanischen Festigkeit ist aber eine Funktion der Temperatur und der Zeit. Es gibt also genau genommen keine kritische Temperatur; denn eine Alterung der Isolierstoffe findet bei jeder Temperatur statt. Auf Grund von Versuchen [1] hat man gefunden, daß die „Lebensdauer“ von Isolierstoffen und damit auch von Transformatoren durch die folgende Beziehung bestimmt werden kann:

$$t = K \cdot e^{-c \vartheta} \quad (1)$$

Hierin bedeuten:

$t$ : Lebensdauer in Jahren

$\vartheta$ : Temperatur in  $^{\circ}\text{C}$

$K, c$ : Konstanten mit den ungefähren Werten

$6,5 \cdot 10^4$  [Jahre] bzw.  $0,09$  [ $^{\circ}\text{C}^{-1}$ ]

Wendet man dieses Gesetz auf einen Transformator an, dessen normale Betriebstemperatur  $95^{\circ}\text{C}$  beträgt, so würde eine Erniedrigung dieser Temperatur um  $8^{\circ}\text{C}$  eine Verlängerung der Lebensdauer auf das Doppelte und eine Erhöhung um  $8^{\circ}\text{C}$  eine Verringerung auf die Hälfte bedeuten. Dieses Beispiel zeigt vielleicht am besten die Wichtigkeit der richtigen Wahl der Betriebstemperatur.

## II. Die Wärmeverluste des Transformators

Die Wärmeverluste, die die Temperaturerhöhung eines Transformators bewirken, entstehen in den Wicklungen und im Kern. Man bezeichnet sie als Kupfer- und Eisenverluste.

Für die Kupferverluste gilt allgemein:

$$N_{\text{Cu}} = S^2 \cdot \rho \cdot V_{\text{Cu}} \quad (2)$$

$S$ : Stromdichte

$\rho$ : spezifischer Widerstand

$V_{\text{Cu}}$ : Kupfervolumen

Die Eisenverluste sind ebenfalls dem Volumen proportional und werden aus der Beziehung:

$$N_{Fe} = \sigma \cdot \gamma \cdot V_{Fe} \quad (3)$$

$\sigma$ : Materialkonstante

$\gamma$ : spezifisches Gewicht

$V_{Fe}$ : Eisenvolumen

berechnet.

Die gesamten Verluste:

$$N_V = N_{Cu} + N_{Fe} \quad (4)$$

sind aber gleich der abzuführenden Wärme und bestimmen die Übertemperatur. Wenn wir den Zusammenhang zwischen Gesamtverlusten und Übertemperatur kennen, dann können wir auch die zulässige Stromdichte angeben.

In vielen Fällen rechnet man mit einer Stromdichte von 2,55 A/mm<sup>2</sup>. Dieser Wert ist für kleine Transformatoren (bis 40 VA) zu niedrig und für größere (über 250 VA) zu hoch. Er hat nur den einen Vorteil, daß man mit ihm den Drahtdurchmesser nach der einfachen Formel:

$$d = \sqrt{\frac{I}{2}} \quad (5)$$

$d$ : Drahtmesser in mm,  $I$ : Strom in A

bestimmen kann.

### III. Die drei Arten der Wärmeübertragung und ihr Ersatzschaltbild

Die Wärmeübertragung geschieht grundsätzlich auf drei verschiedene Arten: Leitung, Konvektion und Strahlung. Wenn wir uns nur auf den stationären Zustand beschränken, gelten die gleichen Gesetze wie für die stationäre elektrische Strömung.

Im elektrischen und im Wärmefeld entsprechen sich die folgenden Größen:

Temperaturdifferenz:  $\vartheta$  [°C] — Potentialdifferenz

Wärmestrom:  $Q$  [W] — Strom

Wärmeleitwert:  $G \left[ \frac{W}{^\circ C} \right]$  — Leitwert

Wärmewiderstand:  $R \left[ \frac{^\circ C}{W} \right]$  — Widerstand

Wir wollen jetzt die Wärmewiderstände, die wir für unser Wärmeersatzschaltbild des Transformators benötigen, auf Grund der drei Arten der Wärmeübertragung bestimmen.

#### a) Leitung

Wenn die beiden Oberflächen einer ebenen Wand von der Dicke  $x$  die Temperaturdifferenz  $\vartheta$  haben, so ist der Wärmestrom  $Q$  durch die Fläche  $F$  nach dem Fourierschen Gesetz [3], das dem Ohmschen Gesetz entspricht, bestimmt:

$$Q = \lambda \cdot \frac{F}{x} \cdot \vartheta \quad (6)$$



Hierin ist  $\lambda$  eine Materialkonstante, die Wärmeleitzahl genannt und in  $\frac{\text{W}}{\text{cm} \cdot ^\circ\text{C}}$  gemessen wird. Für inhomogene Wärmeströmungen, wie wir sie später betrachten müssen, heißt Gl. (6) in Differentialform:

$$q = -\lambda \cdot \frac{d\vartheta}{dx} \quad (7)$$

( $q$  = Wärmestrom pro Flächeneinheit). Dabei drückt das negative Vorzeichen aus, daß der Wärmestrom sich von der höheren zur niedrigeren Temperatur bewegt.

Bildet man entsprechend dem Ohmschen Gesetz in Gl. (6) den Quotienten  $\frac{\vartheta}{Q}$ , so erhält man den „Wärmewiderstand“:

$$R_w = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{x}{F} \quad (8)$$

## b) Konvektion

Die mathematische Behandlung ist schwierig. Man kann aber in dem für Transformatoren geltenden Temperaturbereich folgende Näherungsformel angeben: [1; 4, S. 595]:

$$Q = K \cdot F \cdot \vartheta^n \quad (9)$$

Dabei bedeuten:

$K$  eine Konstante, die für senkrechte, ebene Oberflächen in Luft bei normalem Luftdruck den Wert:  $2,2 \cdot 10^{-4} \frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}^{1,25}}$  hat.

$n$  einen Exponenten, der im Mittel 1,25 beträgt.

$\vartheta$  die Temperaturdifferenz und

$F$  die Größe der Oberfläche.

Obige Werte gelten nur für den Fall der „freien Strömung“.

Wenn man die Gl. (9) nur in kleinen Temperaturintervallen anwendet, so kann man schreiben:

$$Q = \alpha_K \cdot F \cdot \vartheta \quad (10)$$

Die Wärmeübergangszahl  $\alpha_K$  wird dann natürlich temperaturabhängig und nimmt die in Abb. 1 angegebenen Werte an. Man kann dann leicht den Wärmewiderstand angeben. Dieser „Wärmeübergangswiderstand“ ist:

$$R_K = \frac{1}{\alpha_K \cdot F} \quad (11)$$

## c) Strahlung

Für den Sonderfall, daß sich der Körper in einem unendlich großen Raume befindet, daß also keine Reflektion auf ihn stattfindet, das heißt Strahlungsgesetz [1; 3]:

$$Q = C (T_2^4 - T_1^4) E \cdot F \quad (12)$$

Mit:

- C eine Konstante, die den Wert  $5,77 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}^4}$  hat.
- E der sogenannte Emissionsfaktor, der für alle technischen Farb-  
anstriche, die für Transformatoren verwendet werden, den unge-  
fähren Wert 0,95 hat.
- $T_{1,2}$  die Körper- bzw. Raumtemperatur, ausgedrückt in absoluten  
Graden.
- F die Größe der Oberfläche.

Auch die Gl. (12) kann man bei gegebener Raumtemperatur und bei kleinen  
Temperaturintervallen in die Form:

$$Q_s = \alpha_s \cdot E \cdot F \cdot \vartheta \quad (13)$$

bringen.  $\alpha_s$  nimmt für eine Raumtemperatur von  $\vartheta_1 = 35^\circ\text{C}$  die ebenfalls  
in Abb. 1 angegebenen Werte an.

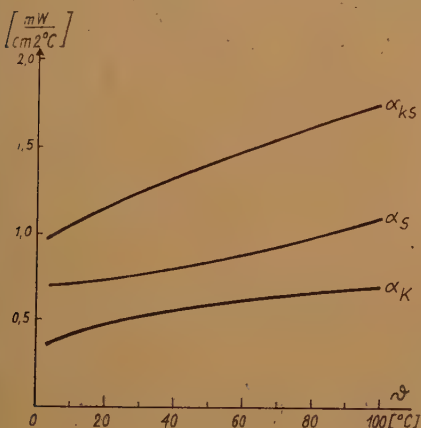


Abb. 1

Aus Gl. (13) erhält man für den  
„Wärmestrahlungswiderstand“:

$$R_s = \frac{1}{\alpha_s \cdot E \cdot F} \quad (14)$$

Strahlung und Konvektion fassen wir  
zusammen und schreiben:

$$Q_{Ks} = (\alpha_K + \alpha_s \cdot C) \cdot F \cdot \vartheta \quad (15)$$

Abb. 1 zeigt auch die für  $\vartheta_1 = 35^\circ\text{C}$ ,  
 $E = 0,95$  und für verschiedene Tempe-  
raturdifferenzen  $\vartheta$  berechneten Werte  
von  $\alpha_{Ks} = \alpha_K + \alpha_s C$ . Es zeigt sich, daß  
im Mittel 40 % der Wärme durch  
Konvektion und 60 % durch Strah-  
lung übertragen werden. Legt man  
eine Übertemperatur von  $\vartheta_{\bar{u}} = 60^\circ\text{C}$   
zugrunde, so findet man ein  $\alpha_{Ks} = 14,7$

$\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}}$ . Es ist aber stets daran zu den-  
ken, daß dies nur für eine Übertempera-  
tur von  $60^\circ\text{C}$  gilt, und daß bei anderen  
Temperaturen erhebliche Abweichun-  
gen auftreten.

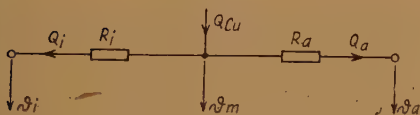


Abb. 2

#### d) Ersatzschaltbilder

Wir sind jetzt in der Lage, die Wärmeersatzschaltbilder für beliebige An-  
ordnungen anzugeben, wenn wir nur voraussetzen, daß die Wärme an einer end-  
lichen Zahl von Stellen zu- oder abgeführt wird. Unsere Gleichungen gelten aber  
noch nicht für den Fall, daß innerhalb eines Körpers, in dem ein Temperatur-  
gradient besteht, irgendwie gleichmäßige Wärme erzeugt wird, wie es z. B. in  
einer Wicklung, die infolge der Kupferverluste von innen her erwärmt wird,  
der Fall ist. Wir nehmen eine Zylinderwicklung mit den beiden Radien  $r_i$  und  $r_a$   
an. Der pro Volumeneinheit entstehende Wärmestrom sei  $v$  und die „mittlere“  
Wärmeleitzahl  $\lambda$ .

Zur Bestimmung der beiden Unbekannten  $\vartheta$  und  $q$  benötigen wir zwei Gleichungen, von denen eine bereits durch Gl. (7) gegeben ist. Die zweite Gleichung liefert uns das Kontinuitätsgesetz, das besagt, daß die zugeführte gleich der abgeführten Wärmemenge ist, da ja Wärme nicht verlorengehen kann. Mit den Symbolen der Vektorrechnung geschrieben heißt diese Gleichung:

$$\operatorname{div} \bar{q} = v \quad (16)$$

$\bar{q}$  hat dabei einen Querstrich erhalten, um anzudeuten, daß es sich um eine vektorielle Größe handelt. Gl. (7) lautet in dieser Schreibweise:

$$\bar{q} = -\lambda \cdot \operatorname{grad} \vartheta \quad (17)$$

Hieraus kann man in bekannter Weise:

$$\Delta \bar{q} \equiv \operatorname{div} \operatorname{grad} \vartheta = -\frac{v}{\lambda} \quad (18)$$

bilden.

In dem wir Zylinderkoordinaten ( $z, r, \varphi$ ) anwenden und voraussetzen, daß Wärme nur in radialer Richtung transportiert wird, also:

$$\frac{d\vartheta}{dz} = \frac{d\vartheta}{d\varphi} = 0 \quad (19)$$

ist, erhalten wir:

$$\Delta \vartheta = \frac{d^2 \vartheta}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\vartheta}{dr} = -\frac{v}{\lambda} \quad (20)$$

mit der bekannten Lösung:

$$\vartheta = -\frac{v}{4\lambda} r^2 + C_1 \cdot \ln r + C_2 \quad (21)$$

Die beiden Integrationskonstanten werden durch die Randbedingungen bestimmt, indem wir die Innen- und Außentemperaturen  $\vartheta_i$  und  $\vartheta_a$  für  $r_i$  bzw.  $r_a$  vorgeben. Beziehen wir alle Temperaturen auf  $\vartheta_a$  oder  $\vartheta_i$ , so fällt  $C_2$  heraus und es wird:

$$\vartheta - \vartheta_i = -\frac{v}{4\lambda} (r^2 - r_i^2) + \left[ \vartheta_a - \vartheta_i + \frac{v}{4\lambda} (r_a^2 - r_i^2) \right] \cdot \frac{\ln \frac{r}{r_i}}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \quad (22)$$

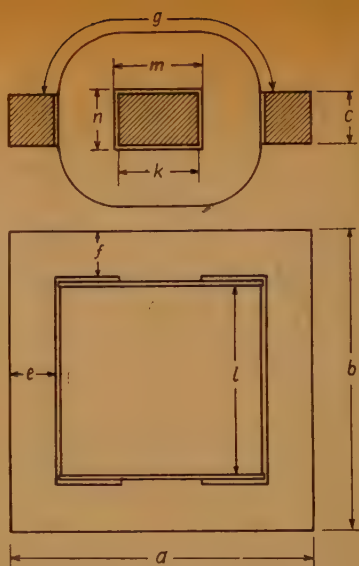


Abb. 3



Durch Differenzieren und Nullsetzen findet man die Stelle der maximalen Temperatur:

$$r_m^2 = \frac{1}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \left[ \frac{r_a^2 - r_i^2}{2} + \frac{2\lambda}{v} (\vartheta_a - \vartheta_i) \right] \quad (23)$$

Die Temperaturdifferenzen werden:

$$\vartheta_m - \vartheta_i = \frac{v}{4\lambda} \left[ r_m^2 \left( 2 \ln \frac{r_m}{r_i} - 1 \right) + r_i^2 \right] \quad (24)$$

$$\text{bzw. } \vartheta_m - \vartheta_a = \frac{v}{4\lambda} \left[ r_m^2 \left( 2 \ln \frac{r_m}{r_a} - 1 \right) + r_a^2 \right] \quad (25)$$

Wir wollen jetzt die Wärmeströme bestimmen. Nach Gl. (17) und (22) ist der radiale Wärmestrom an der Stelle  $r$  pro Flächeneinheit:

$$q_r = -\lambda \cdot \frac{d\vartheta}{dr} = \frac{v}{2r} [r^2 - r_m^2] \quad (26)$$

Durch Innen- und Außenfläche fließen die Wärmeströme:

$$Q_i = \pi h v [r_m^2 - r_i^2] \quad (27)$$

$$\text{bzw. } Q_a = \pi h v [r_a^2 - r_m^2] \quad (28)$$

Die Vorzeichen sind hierbei auf Grund von Abb. 2 zu wählen. Beide Wärmeströme zusammen müssen natürlich:

$$Q_{Cu} = Q_i + Q_a = \pi h v (r_a^2 - r_i^2) \quad (29)$$

die gesamte Verlustleistung der Wicklung ergeben.

An der Stelle  $r_m$  herrscht also die höchste Temperatur  $\vartheta_m$ . Der Wärmestrom ist hier gleich Null. Die in dem inneren Teil der Wicklung ( $r < r_m$ ) erzeugte Verlustwärme  $Q_i$  fließt durch die innere Zylinderfläche ab, während die im äußeren Teil ( $r > r_m$ ) erzeugte  $Q_a$  nach außen abgeführt wird. Wenn  $Q_{Cu}$  und  $r_m$  bekannt sind, können wir ein Wärmeersatzschaltbild, entsprechend Abb. 2 einführen, bei dem die beiden Wärmewiderstände  $R_i$  und  $R_a$  bestimmt sind durch:

$$R_i = \frac{\vartheta_m - \vartheta_i}{Q_i} = \frac{1}{4\pi h \lambda} \cdot \frac{\left( \frac{r_i}{r_m} \right)^2 - 2 \cdot \ln \frac{r_i}{r_m} - 1}{1 - \left( \frac{r_i}{r_m} \right)^2} \quad (30)$$

$$\text{bzw. } R_a = \frac{\vartheta_m - \vartheta_a}{Q_a} = \frac{1}{4\pi h \lambda} \cdot \frac{\left( \frac{r_a}{r_m} \right)^2 - 2 \cdot \ln \frac{r_a}{r_m} - 1}{\left( \frac{r_a}{r_m} \right)^2 - 1} \quad (31)$$

#### IV. Das Wärmeersatzschaltbild eines Kleintransformators

Nach diesen vorbereitenden Rechnungen sind wir in der Lage, das Wärmeersatzschaltbild eines Kleintransformators aufzuzeichnen. Wir beschränken uns auf die am meisten gebräuchlichen Manteltypen, die in Abb. 3 schematisch dargestellt sind. Aus rechnerischen Gründen ersetzen wir die Wicklung durch eine zylindrische, deren innerer Umfang gleich dem der Spule ist. Also:

$$r_i = \frac{m + n}{\pi} \quad (32)$$

Für den Außendurchmesser soll dann gelten:

$$r_a = r_i + h \quad (33)$$

Wir beziehen alle Temperaturen auf die Umgebungstemperatur  $\vartheta_0$ . Dann herrschen bei Anwendung des im vorigen Kapitel für eine zylindrische Wicklung abgeleiteten Ersatzschaltbildes die Übertemperaturen  $\vartheta_i$  bzw.  $\vartheta_a$  auf der Innen- bzw. Außenfläche der Spule.  $Q_a$  fließt nach außen und wird durch den Wärmeübergangswiderstand der Spulenoberfläche  $R_{sp}$  und  $\vartheta_a$  bestimmt.  $R_{sp}$  muß also in Reihe mit  $R_a$  geschaltet werden. Bei der Berechnung von  $R_{sp}$  ist zu berücksichtigen, daß nicht die gesamte Zylinderoberfläche Wärme abstrahlt, sondern nur der Teil, der nicht von dem Blechpaket bedeckt wird. Die wirksame Fläche ist nach Abb. 3:

$$F_{sp} = 2 g l = 2 (m + \pi h) l \quad (34)$$

In Reihe mit  $R_i$  ist noch ein Wärmewiderstand  $R_{K\bar{o}}$  einzuschalten, der durch den Spulenkörper und eine dünne Luftschicht zwischen diesem und dem Blechpaket bestimmt ist.

Infolge der großen Wärmeleitfähigkeit des Eisens können wir den Wärmewiderstand des Blechpaketes vernachlässigen. Es sind also nur noch der Wärmeübergangswiderstand vom Blechpaket an den Außenraum und die Eisenverlustleistung einzusetzen, die wir infolge der vorher gemachten Voraussetzung als punktförmig angreifend annehmen können.

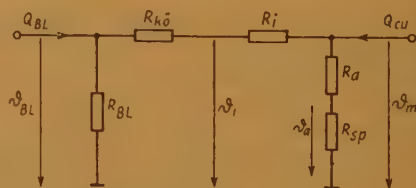


Abb. 4

Somit erhalten wir ein Ersatzschaltbild, wie es Abb. 4 zeigt. Man sieht sofort, daß es sich um einen „Vierpol“ handelt, bei dem die Wärmeströme gegeben und die Temperaturdifferenzen zu berechnen sind.

Für die Berechnung besteht aber noch eine Schwierigkeit. Da  $R_i$  und  $R_a$  von  $r_m$  und  $r_m$  von  $\vartheta_a - \vartheta_i$  abhängig sind, ist der Vierpol nicht mehr „linear“, er kann also nicht mit den gewöhnlichen Vierpolgleichungen berechnet werden. Glücklicherweise ist in den vorkommenden Fällen  $\vartheta_a - \vartheta_i$  aber von geringem Einfluß auf  $R_i$  und  $R_a$ , so daß wir zur ersten Berechnung von  $R_i$  und  $R_a$ :  $\vartheta_a - \vartheta_i = 0$  setzen können. Dann haben wir einen linearen Vierpol vor uns und erhalten für die maximale Temperatur:

$$\vartheta_m = \frac{(R_a + R_{sp}) [R_{Bl} \cdot Q_{Fe} + (R_{Bl} + R_{K\bar{o}} + R_i) \cdot Q_{Cu}]}{R_{Bl} + R_{K\bar{o}} + R_i + R_a + R_{sp}} \quad (35)$$

und für die Temperatur des Blechpakets:

$$\vartheta_{Bl} = \frac{R_{Bl} [(R_{K\delta} + R_i + R_a + R_{sp}) \cdot Q_{Fe} + (R_a + R_{sp}) \cdot Q_{Cu}]}{R_{Bl} + R_{K\delta} + R_i + R_a + R_{sp}} \quad (36)$$

Hieraus findet man:

$$\vartheta_a = \frac{R_{sp}}{R_a + R_{sp}} \cdot \vartheta_m \quad (37)$$

und:

$$\vartheta_i = \frac{R_i \cdot \vartheta_{Bl} + R_{K\delta} \cdot \vartheta_m}{R_{K\delta} + R_i} \quad (38)$$

## V. Die zulässige Stromdichte

Es ist nun nicht mehr schwer, die zulässige Stromdichte zu bestimmen. Nach Gl. (2) war:

$$S = \sqrt{\frac{Q_{Cu}}{\rho \cdot f_K \cdot V_{sp}}} \quad (39)$$

wobei das Kupfervolumen aus dem Wickelraum  $V_{sp}$  durch Multiplikation mit dem Füllfaktor  $f_K$  bestimmt wird. Unter Benutzung von Gl. (35) ergibt sich:

$$S = \sqrt{\frac{\vartheta_m (R_{Bl} + R_{K\delta} + R_i + R_a + R_{sp}) - (R_a + R_{sp}) R_{Bl} \cdot Q_{Fe}}{\rho \cdot f_K \cdot V_{sp} (R_{Bl} + R_{K\delta} + R_i) (R_a + R_{sp})}} \quad (40)$$

Wenn wir die Annahme, daß  $\vartheta_a \approx \vartheta_i$  ist, nicht nur auf die Berechnung von  $R_a$  und  $R_i$  beschränken, sondern auch auf das Ersatzschaltbild Abb. 4 ausdehnen, erhalten wir eine besonders einfache Näherungsformel. Wir trennen dazu das Ersatzschaltbild Abb. 2 auf und zerlegen  $Q_{Cu}$  in die beiden Wärmeströme  $Q_a$  und  $Q_i$ , von denen jetzt nur noch  $Q_a$  interessiert. Das Ersatzschaltbild Abb. 4 geht dann in das von Abb. 5 über. Hieraus ergibt sich die maximale Temperatur zu:

$$\vartheta_m = Q_a (R_a + R_{sp}) \quad (41)$$

und unter Benutzung von Gl. (28), (29) und (39) erhalten wir:

$$S \approx \sqrt{\frac{\vartheta_m}{\rho f_K \cdot V_{sp}} \cdot \frac{r_a^2 - r_i^2}{r_a^2 - r_m^2} \cdot \frac{1}{R_a + R_{sp}}} \quad (42)$$

Diese Formel gibt in den meisten Fällen genügend genaue Resultate, besonders wenn man berücksichtigt, daß infolge der Abstufung der Drahtdurchmesser die Stromdichte ja doch nicht genau eingehalten werden kann.

## VI. Füllfaktor und Wärmeleitzahlen

In den abgeleiteten Formeln kommen als Konstanten der Füllfaktor und die Wärmeleitzahlen vor. Der Füllfaktor ist keine feste Konstante, sondern vom Aufbau der Wicklung, dem Drahtdurchmesser, der Isolation und den Zwischenlagen abhängig. Man bestimmt ihn am besten an geometrisch ähnlichen, bereits ausgeführten Wicklungen. Wenn solche Unterlagen fehlen, muß eine näherungsweise Bestimmung erfolgen.



Ähnlich verhält es sich mit der mittleren Wärmeleitzahl der Wicklung. Auch sie hängt von Isolation und Drahtdurchmesser ab und kann bei Neukonstruktionen nur näherungsweise bestimmt werden. Wie das in beiden Fällen geschehen kann, soll im folgenden gezeigt werden.

#### a) Füllfaktor

Den Aufbau einer Spule mit zwei Wicklungen zeigt Abb. 6. Auf dem Kern befindet sich ein Spulenkörper. Auf ihm ist zuerst eine Kernisolation aus Ölpapier, Ölleinen oder Triacetatfolie aufgebracht, deren Stärke und Lagenzahl sich nach der vorgeschriebenen Prüfspannung richtet. Zwischen und über den beiden Wicklungen befindet sich eine ähnliche Wicklungs- bzw. Deckisolation.

Die Wicklung selber wird lagenweise aufgebracht. Je nach der Höhe der Lagenspannung wird nach einer bestimmten Lagenzahl eine Lagenisolation eingefügt. Jedoch pflegt man aus Sicherheitsgründen bei Netztransformatoren nach jeder Lage eine solche einzufügen.

Die Stärke richtet sich nach dem Drahtdurchmesser. Als Richtwerte mögen gelten:

Drahtdurchmesser (mm) :	0,05 — 0,1	0,11 — 0,5	über 0,5
Ölpapier (mm) :	1 × 0,03	1 × 0,06	1 × 0,1

Bei der Bestimmung des Wickelraums ist zu berücksichtigen, daß die Wicklungsenden ein- oder auch zweiseitig herausgeführt werden. Nach Abb. 6 ist also der für die Wicklung zur Verfügung stehende Querschnitt:

$$F_W = l_{sp} [h_{sp1} + h_{sp2}] \quad (43)$$

der kleiner als der sich aus den Spulenkörperabmessungen ergebende:

$$F_W' = l_{sp}' \cdot h_{sp}' \quad (44)$$

ist. Zur Bestimmung des Füllfaktors betrachten wir einen Teil des Wicklungsquerschnitts (Abb. 7). Der Kupferleiter habe den Durchmesser  $d$ , durch die Lackisolation wird dieser auf  $d_1$  (vgl. DIN 46431 und 46435) erhöht. Die Dicke der Lagenisolation sei  $C$ . Da auch bei sauberster Wickelarbeit ein absolut genaues Anliegen der einzelnen Windungen nicht erreicht werden kann, wird der Windungsabstand größer als  $d_1$ . Erfahrungsgemäß kann man setzen:

$$A = 1,1 \cdot d_1 \quad (45)$$

Entsprechend gilt für die Lagenhöhe:

$$B = 1,1 d_1 + 1,2 C \quad (46)$$

Der „äußere Windungsquerschnitt“ wird dann:

$$q_w = A \cdot B \quad (47)$$

während der Kupferquerschnitt:

$$q_{Cu} = \frac{\pi d^2}{4} \quad (48)$$

ist. Somit wird der Füllfaktor der Wicklung:

$$f_K = \frac{q_{Cu}}{q_w} = \frac{\pi d^2}{4} \cdot \frac{1}{1,1 d_1 [1,1 d_1 + 1,2 C]} \quad (49)$$

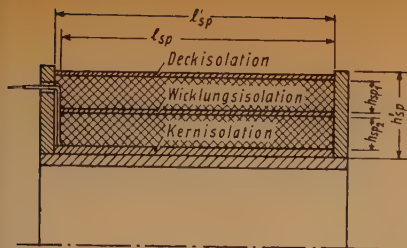


Abb. 6

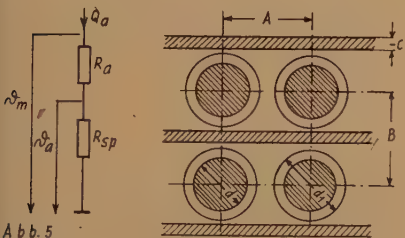


Abb. 5

Abb. 7

Abb. 5, 6, 7, 8 und 10

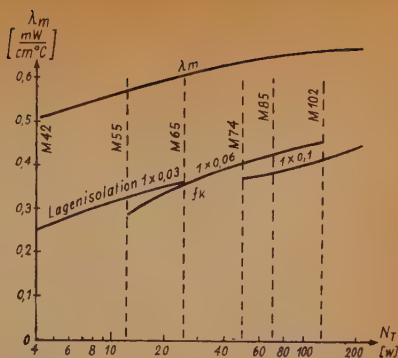


Abb. 8

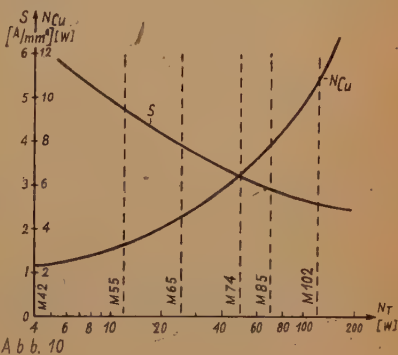


Abb. 10

Berechnet man mit Gl. (49) die Füllfaktoren von Kleintransformatoren, die aus den in DIN 41302 genormten M-Blechen aufgebaut sind, so erhält man für verschiedene Dicken der Lagenisolation Werte, wie sie Abb. 8 zeigt. Dabei ist vorausgesetzt, daß es sich um Zweiwicklungstransformatoren handelt, die bei 60 °C Übertemperatur betrieben werden, nach jeder Lage isoliert sind und ungefähr quadratischen Querschnitt haben.

## b) Wärmeleitzahlen

Zuerst geben wir einige Zahlenwerte an. Sie sind verschiedenen Quellen entnommen und gelten, falls nichts anderes angegeben ist, für die vorkommenden Temperaturen.

Material	$\lambda$ in $\frac{\text{W}}{\text{cm} \cdot ^\circ\text{C}}$	Quelle
Kupfer	3,80	[5, S. 89]
Eisen	0,65	
Blechkpakete quer zu den Blechen (Blech und Papier)	0,01	[2]
Hartpapier	$23-30 \cdot 10^{-4}$	
Ölpapier	$16-20 \cdot 10^{-4}$	[5, S. 90]
Isolierlacke	$2,6 \cdot 10^{-4}$	
Luft (1 at und bei t °C)	$2,40 (1 + 0,003 t) \cdot 10^{-4}$	[3, S. 277]

Die mittlere Wärmeleitzahl von Wicklungen können wir durch folgende Näherung finden. Wir stellen uns vor, daß von einem äußeren Windungsquerschnitt die gesamten Querschnitte des Kupfers, des Ölpapiers, des Isolierlacks und der

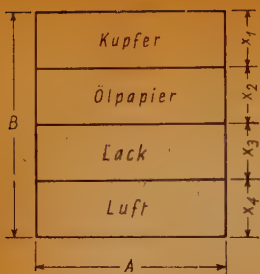


Abb. 9

Luftzwischenräume zusammengefaßt und als parallel verlaufende Querschnitte angeordnet werden, so daß die äußeren Abmaße erhalten bleiben (Abb. 9). Dann kann man den gesamten Wärmewiderstand aus der Hintereinanderschaltung der einzelnen bestimmen. Es ist nach Gl. (8):

$$\frac{x_1}{\lambda_1} + \frac{x_2}{\lambda_2} + \frac{x_3}{\lambda_3} + \frac{x_4}{\lambda_4} = \frac{B}{\lambda_m} \quad (50)$$

woraus  $\lambda_m$  leicht bestimmt werden kann.

Die hieraus berechneten Werte für Kleintransformatoren mit genormten M-Blechen sind ebenfalls in Abb. 8 eingetragen. Zum Vergleich sei erwähnt, daß in [3, S. 89] Werte von 4 bis  $10 \cdot 10^{-4} \frac{W}{cm^{\circ}C}$  angegeben sind.

## VII. Richtwerte für Kleintransformatoren aus Norm-Blechen

Wenn man in der beschriebenen Weise die zulässigen Stromdichten von Transformatoren aus Normalblechen unter den auch schon angegebenen Voraussetzungen berechnet, so erhält man Werte, die für kleine Leistungen bis zu  $6 A/mm^2$  heraufgehen, aber bei Leistungen von etwa 2000 VA nur bei ungefähr  $1 A/mm^2$  liegen.

In Abb. 10 ist schließlich noch eine Darstellung von S als Funktion der Typenleistung für den Bereich 4 — 200 VA für Normal-M-Blechtransformatoren gegeben, die als erste Richtwerte dienen können. Gleichzeitig sind die bei der gegebenen Stromdichte entstehenden Kupferverluste eingetragen.

## VIII. Zusammenfassung

Die zulässige Erwärmung bestimmt die von einem Transformator übertragbare Leistung und damit die maximale Stromdichte. Sie ist in den VDE-Vorschriften für die verschiedenartigsten Isoliermaterialien festgelegt.

Für die stationäre Wärmeübertragung gelten die gleichen Gesetze wie für stationäre elektrische Ströme. Man kann daher zu ihrer Berechnung wie in der Elektrotechnik Ersatzschaltbilder einführen, deren Ersatzwiderstände aus den Gesetzen für die drei Wärmeübertragungsarten: Leitung, Konvektion und Strahlung zu berechnen sind.

Für die durch Kupfer- und Eisenverluste entstehende Erwärmung eines Transformators erhält man als Wärmeersatzschaltbild einen Vierpol, mit dessen Hilfe die interessierenden Temperaturen und die zulässige Stromdichte bestimmt werden können.

Für Kleintransformatoren, die aus genormten Blechen aufgebaut sind, werden die entsprechenden Werte berechnet und als Funktion der Typenleistung in Kurvenform dargestellt.

## Literatur

- [1] Blume, Transformer Engineering, Wiley & Sons, 1938. S. 260 ff.
- [2] Gotter, Die Bedeutung und Berechnung der Maximaltemperaturen in elektrischen Maschinen. Elektrotechnik 1948, S. 257.
- [3] Schmidt, Einführung in die technische Thermodynamik, Springer 1944.
- [4] Hütte, Bd. 1, 27. Auflage, Ernst & Sohn 1948.
- [5] Niethammer, Elektromaschinenbau Winter 1946.



# Untersuchung des Einflusses der ohmschen Dämpfung auf den Phasengang bei Kreuzgliedern

(Fortsetzung und Schluß)

## IV. Exakter Rechnungsgang zur Erfassung der ohmschen Dämpfung

Wenn die Dämpfung eines Kreuzgliedes so groß ist, daß man die Näherungsformeln des vorigen Abschnittes nicht mehr anwenden kann, ist der folgende Weg zur Bestimmung von Dämpfungs- und Winkelmaß einzuschlagen:

Für die komplexe Funktion  $\mathfrak{S}_{in} \left( \frac{g}{2} \right) = \mathfrak{S}_{in} \left( \frac{b + j a}{2} \right)$  kann man schreiben

$$\mathfrak{S}_{in} \left( \frac{b + j a}{2} \right) = \mathfrak{S}_{in} \frac{b}{2} \cdot \cos \frac{a}{2} + j \mathfrak{C}_{of} \frac{b}{2} \cdot \sin \frac{a}{2} \quad (17)$$

Nach (8a) ist

$$\mathfrak{S}_{in} \frac{g}{2} = \mathfrak{S}_{in} \left( \frac{b + j a}{2} \right) = \sqrt{\frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2 - \mathfrak{W}_1}} \quad (17a)$$

Um die folgende Rechnung in vollster Allgemeinheit durchzuführen, sollen die Schaltelemente  $\mathfrak{W}_1$  und  $\mathfrak{W}_2$  als komplexe Widerstände angenommen werden, es soll also sein

$$\mathfrak{W}_1 = p + j q \quad \mathfrak{W}_2 = m + j n$$

Statt (17a) ist dann zu schreiben

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_{in} \frac{g}{2} &= \sqrt{\frac{p + j q}{(m - p) + j (n - q)}} \\ &= \sqrt{\frac{[p(m - p) + q(n - q)] + j [q(m - p) - p(n - q)]}{(m - p)^2 + (n - q)^2}} \\ \left. \begin{aligned} \mathfrak{S}_{in} \frac{g}{2} &= \sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m - p)^2 + (n - q)^2}} \cdot e^{j \frac{\varphi}{2}} \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{q(m - p) - p(n - q)}{p(m - p) + q(n - q)} \end{aligned} \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

Aus (17) und (18) folgt nunmehr

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_{in} \frac{b}{2} \cdot \cos \frac{a}{2} + j \mathfrak{C}_{of} \frac{b}{2} \cdot \sin \frac{a}{2} \\ = \sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m - p)^2 + (n - q)^2}} \cdot \cos \frac{\varphi}{2} + j \sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m - p)^2 + (n - q)^2}} \cdot \sin \frac{\varphi}{2} \end{aligned}$$

es muß demnach sein

$$\left. \begin{aligned} \sin \frac{b}{2} \cdot \cos \frac{a}{2} &= \sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}} \cdot \cos \frac{\varphi}{2} \\ \cos \frac{b}{2} \cdot \sin \frac{a}{2} &= \sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}} \cdot \sin \frac{\varphi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (18a)$$

Nennt man zur Abkürzung

$$\sqrt[4]{\frac{p^2 + q^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}} = s \quad (18b)$$

so ist

$$\sin \frac{b}{2} = s \cdot \frac{\cos \frac{\varphi}{2}}{\cos \frac{a}{2}}, \quad \cos \frac{b}{2} = \sqrt[4]{1 + s^2 \frac{\cos^2 \frac{\varphi}{2}}{\cos^2 \frac{a}{2}}}$$

Durch Einsetzen in (18a) erhält man

$$\sin \frac{a}{2} = s \cdot \frac{\sin \frac{\varphi}{2}}{\sqrt[4]{1 + s^2 \frac{\cos^2 \frac{\varphi}{2}}{\cos^2 \frac{a}{2}}}}$$

und daraus

$$\cos \frac{a}{2} = \sqrt[4]{\frac{1-s^2}{2}} + \sqrt[4]{\left(\frac{1-s^2}{2}\right)^2 + s^2 \cdot \cos^2 \frac{\varphi}{2}} \quad (19)$$

Nun ist

$$\cos^2 \frac{\varphi}{2} = \frac{1 + \cos \varphi}{2} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \frac{\varphi}{2}}} \right)$$

setzt man hierin den Wert für  $\tan \varphi$  aus (18) ein, erhält man

$$\left. \begin{aligned} \cos \frac{\varphi}{2} &= \sqrt[4]{\frac{1}{2}} \left\{ 1 + \frac{p(m-p) + q(n-q)}{\sqrt{(p^2 + q^2) [(m-p)^2 + (n-q)^2]}} \right\} \\ \tan \frac{a}{2} &= \sqrt[4]{\frac{1+s^2}{2} - \sqrt{\left(\frac{1-s^2}{2}\right)^2 + s^2 \cos^2 \frac{\varphi}{2}}} \\ &\quad \cdot \sqrt[4]{\frac{1-s^2}{2} + \sqrt{\left(\frac{1-s^2}{2}\right)^2 + s^2 \cos^2 \frac{\varphi}{2}}} \\ \sin \frac{b}{2} &= \frac{s \cdot \cos \frac{\varphi}{2}}{\sqrt[4]{\frac{1-s^2}{2} + \sqrt{\left(\frac{1-s^2}{2}\right)^2 + s^2 \cos^2 \frac{\varphi}{2}}}} \end{aligned} \right\} \quad (19a)$$

Führt man wieder den Wert für  $s$  aus (18b) ein, so ergibt sich schließlich zur Berechnung von  $a$  und  $b$  das Gleichungspaar

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \frac{a}{2} &= \sqrt{\frac{1 + \sqrt{\frac{p^2 + q^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}} - \sqrt{\frac{m^2 + n^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}}}{1 - \sqrt{\frac{p^2 + q^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}} + \sqrt{\frac{m^2 + n^2}{(m-p)^2 + (n-q)^2}}} \\ \sin \frac{b}{2} &= \sqrt{\frac{\sqrt{p^2 + q^2} + \frac{p(m-p) + q(n-q)}{\sqrt{(m-p)^2 + (n-q)^2}}}{\sqrt{(m-p)^2 + (n-q)^2} - \sqrt{p^2 + q^2} + \sqrt{m^2 + n^2}}} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

die eine exakte Behandlung aller Kreuzglied-Schaltungen gestatten. In der folgenden Zusammenstellung sind Dämpfungs- und Winkelmaß der wichtigsten Kreuzglieder nach den Formeln (20) berechnet worden. Dabei bedeuten

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{bzw.} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}, \quad \gamma = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \delta = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L}$$

1. Das Kreuzglied nach Abb. 2 mit

$$\mathfrak{B}_1 = R + j\omega L, \quad \mathfrak{B}_2 = \frac{1}{j\omega C}, \quad p = R, \quad q = \omega L, \quad m = 0, \quad n = -\frac{1}{\omega C}$$

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \frac{a_1}{2} &= \sqrt{\frac{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} - (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} + (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}} \sim \gamma \\ \sin \frac{b_1}{2} &= \sqrt{\frac{\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2} - \gamma^2 \frac{1+\gamma^2 + \delta^2}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2}}}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} + (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}} \sim 0 \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \delta \rightarrow 0$$

2. Das Kreuzglied nach Abb. 3 mit

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{1}{j\omega C}, \quad \mathfrak{B}_2 = R + j\omega L, \quad p = 0, \quad q = -\frac{1}{\omega C}, \quad m = R, \quad n = \omega L$$

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \frac{a_2}{2} &= \sqrt{\frac{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} + (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} - (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}} \sim \frac{1}{\gamma} = \operatorname{cotg} \frac{a_1}{2} \\ \sin \frac{b_2}{2} &= \sqrt{\frac{1 - \frac{1+\gamma^2}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2}}}{\sqrt{(1+\gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2} - (1-\gamma\sqrt{\gamma^2 + \delta^2})}} \sim 0 = \sin \frac{b_1}{2} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \delta \rightarrow 0$$

3. Das Kreuzglied nach Abb. 6 mit

$$\mathfrak{B}_1 = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1}\right), \quad \mathfrak{B}_2 = \frac{1}{j\omega C_2}, \quad p = R, \quad q = \omega L - \frac{1}{\omega C_1},$$

$$m = 0, \quad n = -\frac{1}{\omega C_2}$$



$$\operatorname{tg} \frac{a_3}{2} =$$

$$\sqrt{\frac{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} - \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} + \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}} \sim \sqrt{\frac{C_2}{C_1} (\gamma^2 - 1)}$$

$$\sin \frac{b_3}{2} =$$

$$\sqrt{\frac{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} + \frac{(1 - \gamma^2) \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} (1 - \gamma^2) \right] - \frac{C_2}{C_1} \gamma^2 \delta^2}{\sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2}}}{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} + \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}} \sim 0$$

für  
 $\delta \rightarrow 0$

4. Das Kreuzglied nach Abb. 7 mit

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{1}{j \omega C_2}, \quad \mathfrak{B}_2 = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right), \quad p = 0, \quad q = -\frac{1}{\omega C_2}$$

$$m = R, \quad n = \omega L - \frac{1}{\omega C_1}$$

$$\operatorname{tg} \frac{a_4}{2} =$$

$$\sqrt{\frac{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} + \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} - \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}} \sim \frac{1}{\sqrt{\frac{C_2}{C_1} (\gamma^2 - 1)}} = \operatorname{cotg} \frac{a_3}{2}$$

$$\sin \frac{b_4}{2} =$$

$$\sqrt{\frac{1 - \frac{\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2}}{\sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2}}}{\frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1 + \frac{C_1}{C_2})^2 + \gamma^2 \delta^2} - \left[ 1 - \frac{C_2}{C_1} \sqrt{(\gamma^2 - 1)^2 + \gamma^2 \delta^2} \right]}} \sim 0 = \sin \frac{b_3}{2}$$

für  
 $\delta \rightarrow 0$

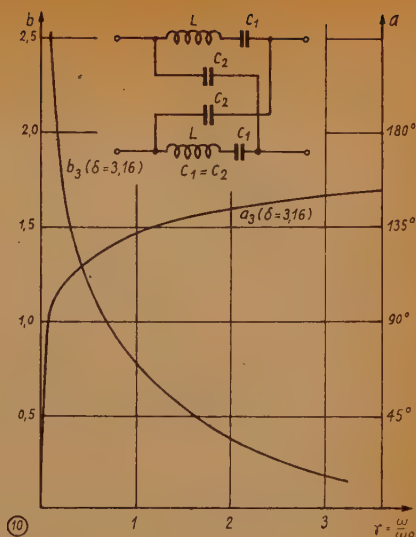
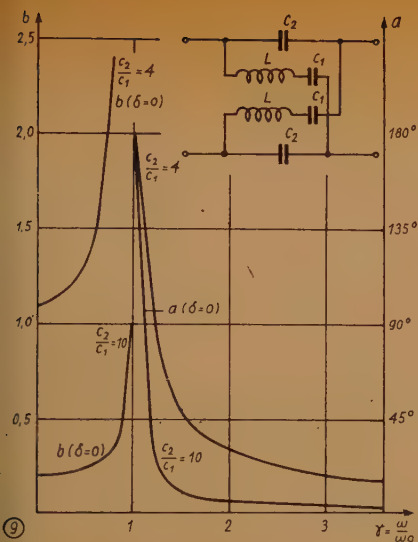


Abb. 9 und 10

In den Abb. 4 und 5 sind die nach diesen exakten Formeln für  $b$  und  $a$  errechneten Kurven des Dämpfungs- und Winkelmaßes der einfachen Kreuzglieder strichpunktisiert bzw. gestrichelt eingezeichnet, und zwar für eine ohmsche Dämpfung  $\delta = \omega_0 C R = \frac{R}{\omega_0 L} = 3,16$  ( $\delta^2 = 10$ ). Bei dieser relativ großen

Dämpfung ist die Abweichung von den Kurven für das ideale Kreuzglied bzw. einem solchen mit geringen Verlusten recht erheblich. Besonders auffallend ist die vergrößerte Steilheit der Kurven für das Winkelmaß im Bereiche kleiner Frequenzen ( $\omega < \omega_0$ ), dies kann bei bestimmten Phasen-Entzerrungsproblemen erwünscht sein und ist in einfacher Weise durch Erhöhung des ohmschen Widerstands im Längs- oder Brückenzweig zu erreichen. Das Dämpfungsmaß  $b$  ist für beide Fälle (Kreuzglieder nach Abb. 2 und 3) gleich groß, es ist nämlich

$$\cos b = 1 + 2 \sin^2 \frac{b}{2}$$

Daraus ergibt sich für beide Fälle 1. und 2.

$$\cos b_{1,2} = \frac{1 + \gamma \sqrt{\gamma^2 + \delta^2}}{\sqrt{(1 + \gamma^2)^2 + \gamma^2 \delta^2}}$$

Abb. 11

Die Flankensteilheit der Kurven für das Dämpfungsmaß ist ebenfalls von der Größe der Verluste abhängig. Die Flankensteilheit wird um so kleiner, je größer die ohmsche Dämpfung ist; diese Tatsache läßt die angenäherte Berechnungsweise nur unvollkommen erkennen. Wenn also für ein Kreuzglied der exakte Verlauf des Dämpfungsmaßes  $b$  bestimmt werden soll, ist unbedingt die Formel (20) für  $\sin \frac{b}{2}$  zu benutzen und daraus  $b$  zu bestimmen. Das Winkelmaß  $a$

dagegen kann für kleine ohmsche Dämpfungen unbedenklich nach der in Abschnitt III gegebenen Annäherungsmethode berechnet werden, erst wenn  $\delta > \gamma$  ist, empfiehlt es sich, auch hier die Auswertung nach Formel (20) für  $\tan \frac{a}{2}$  vorzunehmen.

Für die zusammengesetzten Kreuzglieder mit Hochpaß-Charakter sind die nach der exakten Methode errechneten Werte für Dämpfungs- und Winkelmaß in den Abb. 10 und 11 grafisch dargestellt. Auch hier ist in beiden Fällen das Dämpfungsmaß gleich groß ( $b_3 = b_4$ ), während die Winkelmaße durch die zueinander inversen Funktionen dargestellt werden  $\left( \tan \frac{a_4}{2} = \cotg \frac{a_3}{2} \right)$ . Bei den angenommenen großen Verlusten im Kreuzglied ( $\delta = 3,16$ ) ist der Hochpaß-Charakter von beiden Schaltanordnungen völlig verloren gegangen. Die Kurve für das Dämpfungsmaß fällt bis etwa  $\omega = \omega_0$  steil ab, um dann mit wachsenden Frequenzen immer flacher zu verlaufen. Ähnliches gilt für das Winkelmaß, das zuerst steil ansteigt bzw. bei der inversen Schaltordnung steil abfällt, um dann in beiden Fällen in einen relativ flachen Anstieg bzw. Abfall überzugehen.

Abschließend ist festzustellen, daß kleine ohmsche Dämpfungen (bis etwa  $\delta = 0,1$ ) auf den Phasengang eines einfachen Kreuzgliedes nur geringen Einfluß nehmen, die Einwirkung auf den Verlauf des Dämpfungsmaßes ist wesentlich größer. Außerdem spielt auch der Charakter der Brückenordnung dabei eine wesentliche Rolle; während bei Kreuzgliedern, die nur je eine Induktivität bzw. Kapazität im Längs- oder Brückenweig besitzen, auch bei größeren Verlusten in diesen Schaltanordnungen der Verlauf von Dämpfungs- und Winkelmaß angenähert unverändert bleibt, ändert sich das Bild wesentlich, wenn einer der Zweige einen aus Induktivität und Kapazität zusammengesetzten Scheinwiderstand aufweist. Die ursprünglichen Eigenschaften des idealen Kreuzgliedes sind schon beim Vorhandensein relativ geringer Dämpfungsverluste völlig verwischt, das gilt gleicherweise für den Verlauf des Dämpfungs- als auch des Winkelmaßes.

\*

\*

\*



# Ein Beitrag zum Problem des Rauschens von Magnetofon-Schallaufnahmen

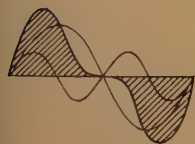
Es ist eine bekannte Erscheinung, daß eine Magnetofonaufnahme rauscht, sobald der HF-Vormagnetisierungsstrom geradzahlige Harmonische aufweist. Weiterhin ist bekannt, daß diese störenden Rauscherscheinungen auf einen Gleichflußanteil im Band zurückzuführen sind und es liegt nahe, dafür den Gleichstromanteil im Vormagnetisierungsstrom verantwortlich zu machen, der bekanntlich bei der Bildung geradzahliger Harmonischer durch eine entsprechend gekrümmte Kennlinie zustande kommt. Wird nun dieser Gleichstromanteil durch einen Kondensator abgeriegelt, so ist merkwürdigerweise dennoch ein Rauschen und somit ein Gleichfluß im Band festzustellen, der von den geradzahligen Harmonischen im Vormagnetisierungsstrom abhängt. Es soll im folgenden überschlagsmäßig untersucht werden, wie der entstehende Gleichflußanteil zustande kommt.

Der Einfachheit halber sei angenommen, daß sich der Strom  $i_s$ , der — über einen Kondensator — den Sprechkopf durchfließt, zusammensetzt aus einem

Grundwellenanteil  $\hat{i}_1 \sin \omega t$  und einem Anteil der 2. Harmonischen  $\hat{i}_2 \sin 2\omega t$ . Die Zusammensetzung ist phasenmäßig auf verschiedene Arten möglich; die Extremfälle sind:

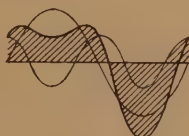
$$1. i_s = \hat{i}_1 \sin \omega t + \hat{i}_2 \sin 2\omega t$$

$$2. i_s = \hat{i}_1 \sin \omega t + \hat{i}_2 \cos 2\omega t$$



$$i_s = \hat{i}_1 \sin \omega t + \hat{i}_2 \sin 2\omega t$$

Abb. 1



$$i_s = \hat{i}_1 \sin \omega t + \hat{i}_2 \cos 2\omega t$$

Wie Abb. 1 zeigt, sind im ersten Fall die Höchstwerte der Gesamtschwingung gleich, im zweiten Fall ungleich. Dieser zweite Fall interessiert hier hauptsächlich, weil er den Betriebsfall darstellt, da in dieser Form die 2. Harmonische an einer quadratischen Kennlinie auftritt.

Durchfließt dieser Strom einen Sprechkopf, so tritt im vorbeigleitenden Band ein magnetischer Fluß auf, der vom Strom nach einer symmetrischen Kennlinie abhängt. Abb. 2 deutet diese Verhältnisse an und veranschaulicht das Zustandekommen des Gleichflußgliedes.

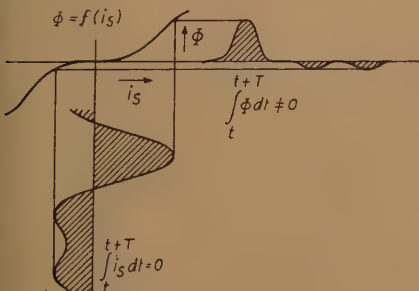


Abb. 2

Zur rechnerischen Darstellung dieser Vorgänge sei der Einfachheit halber eine rein kubische Kennlinie angenommen.

$$\Phi = K i_s^3$$

Damit folgt für Fall 2:

$$\Phi = K (\hat{i}_1 \sin \omega t + \hat{i}_2 \cos 2\omega t)^3$$

$\Phi = K \left( i_1^3 \sin^3 \omega t + 3 i_1^2 i_2 \sin^2 \omega t \cos 2 \omega t + 3 i_1 i_2^2 \sin \omega t \cos^2 2 \omega t + i_2^3 \cos^3 2 \omega t \right)$   
 Das zweite Glied dieses Ausdrucks führt auf den gesuchten Gleichflußanteil:

$$3 i_1^2 i_2 \sin^2 \omega t \cos 2 \omega t = - \frac{3}{4} i_1^2 i_2 (1 - 2 \cos 2 \omega t + \cos 4 \omega t)$$

Außerdem enthält der Ausdruck noch sämtliche Harmonischen bis zur 6. Ordnung<sup>1)</sup>. Das Gleichflußglied  $\frac{3}{4} i_1^3 \left( \frac{i_2}{i_1} \right)$  ist proportional dem Klirrfaktor 2. Ordnung und dem Kubus (!) der Grundwellenamplitude. Dadurch wird die Erfahrung bestätigt, die zeigt, daß auch bei relativ geringem  $K_2$  des Vormagnetisierungsstroms das störende Rauschen recht erheblich sein kann.

Die primitivste Möglichkeit zur Verminderung des Rauschens ist die Kompensation mittels eines Gleichstroms. Er wird nach Richtung und Größe empirisch so dimensioniert, daß  $\int_{-T}^{+T} \Phi dt = 0$ , das Rauschen also ein Minimum wird. Nachteilig ist, daß der Kompensationsstrom nachgeregt werden muß, sobald eine andere Bandtype verwendet wird und ebenfalls, sobald Köpfe oder Röhren ausgewechselt werden.

Eine weitere Möglichkeit wäre eine Phasenverschiebung der Oberwellen, so daß aus Fall 2 der Fall 1 entsteht. Diesem Verfahren stehen jedoch praktische Schwierigkeiten entgegen, so daß man es vorzieht, die geradzahlgigen Harmonischen überhaupt weitestgehend auszuschalten.

Gondesen schlägt dazu vor, einen Widerstand unmittelbar vor dem Gitter der Schwingröhre anzuordnen, an dem bei Einsetzen des Gitterstroms ein Teil der Steuerspannung abfällt.

Bei richtiger Dimensionierung dieses Widerstandes wird dadurch erreicht, daß die dynamische  $I_a/U_g$ -Kennlinie der Schwingröhre zum Arbeitspunkt symmetrisch liegt und somit nur ungeradzahlgige Harmonische entstehen können.

Ein weiteres Verfahren wird von Schmidtbauer vorgeschlagen, der den HF-Generator in einer Gegentaktschaltung betreibt, die neben weiteren wesentlichen Vorzügen keine geradzahlgigen Harmonischen zustande kommen läßt.

<sup>1)</sup> Führt man die gleiche Rechnung für den Fall 1 durch, so ergeben sich lediglich die Harmonischen, es tritt jedoch kein Gleichflußglied auf, wie es auch zu erwarten ist.

\* \* \*

# Ein Millivoltmeter für großen Frequenz- und Spannungsbereich<sup>1)</sup>

Von einem Millivoltmeter für Messungen von Wechselspannungen an Rundfunkempfangs- und sendeapparaten muß man neben einer hohen Empfindlichkeit einen umfassenden Spannungsbereich, einen großen Frequenzbereich, hohen Eingangswiderstand, niedriges Eigenrauschen und sichere Anzeige verlangen. Eine interessante, neuartige Schaltung eines solchen Gerätes soll im folgenden besprochen werden.

Frequenzbereich:	1000...30.10 <sup>6</sup> Hz
Meßbereiche:	1; 10; 31,6; 100; 316 mV 1; 3,16; 10; 31,6; 100; 1000 V (bei Vollausschlag)
Prinzip:	Verstärker, Kristalldetektor, Drehspulinstrument, kapazitiver Abschwächer
Eingangswiderstand:	1 M $\Omega$
Eingangskapazität:	20 pF
Rauschspannung:	20 $\mu$ V (wird kompensiert)
Frequenzgang:	etwa 5%
Verstärkung:	1500fach
Ausgangsspannung:	0,5 V an 180 $\Omega$ (bei 1 mV am Eingang)

Besondere Schaltungsmaßnahmen führten zu den genannten günstigen Daten, und der sonst übliche Kompromiß zwischen Empfindlichkeit und Frequenzbereich wurde dadurch hinfällig.

Das Gerät besteht aus einem Verstärker, einem Gleichrichter mit Drehspulinstrument, einer Eicheinrichtung und dem Abschwächer.

Der Verstärker ist stabilisiert und enthält 6 Stufen (EF 42). Die ersten 5 Stufen gleichen einander im wesentlichen und sind prinzipiell nach Abb. 1a geschaltet.

## 1. Obere Frequenzgrenze

Bestimmend für die obere Grenze der Frequenz sind: die Röhre, R, L, C<sub>1</sub> und C<sub>2</sub>. Durch Verwendung der Spule L erhöht man die Grenzfrequenz erheblich. Es gilt nämlich für die Verstärkung

$$V = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S \cdot R}{\sqrt{(1 - \omega^2 L C_2)^2 + (1 - \omega^2 L C_2)^2 \omega^2 C_p^2 R^2}}$$

mit C<sub>3</sub> = (C<sub>1</sub> · C<sub>2</sub>) : (C<sub>1</sub> + C<sub>2</sub>) = C<sub>1</sub> · C<sub>2</sub> / C<sub>p</sub> und C<sub>p</sub> = C<sub>1</sub> + C<sub>2</sub>. Im Nenner erhält man nach Auflösung u. a. den Ausdruck  $\omega^2 (C_p^2 R^2 - 2 L C_2)$ , der gegenüber den mit  $\omega^4$  und  $\omega^6$  zusammenhängenden übrigen Ausdrücken des Nenners am meisten die Verstärkung V herabsetzt. Es gilt daher, ihn möglichst klein zu machen, was bei

$$C_p^2 \cdot R^2 = 2 L C_2$$

zu erreichen ist. Man dimensioniert die Spule so, daß L = C<sub>p</sub><sup>2</sup> R<sup>2</sup> / 2 C<sub>2</sub> wird. Mit diesem Wert erhält man nun für V:

$$V = \frac{S \cdot R}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{4} - \frac{C_1/C_2}{1 + C_1/C_2} \right) (\omega C_p R)^4 + \frac{1}{4} \left( \frac{C_1/C_2}{1 + C_1/C_2} \right)^2 (\omega C_p R)^6}}$$

zweckmäßig wird V/SR = f ( $\omega C_p R$ ) für verschiedene C<sub>1</sub>/C<sub>2</sub> aufgezeichnet, und man erhält dann die Frequenzcharakteristik gemäß Abb. 2. In ihr ist auch der Frequenzgang für L = 0

<sup>1)</sup> Philips Technische Rundschau, 11. Jahrg., Heft 7/1950, S. 210 ff.



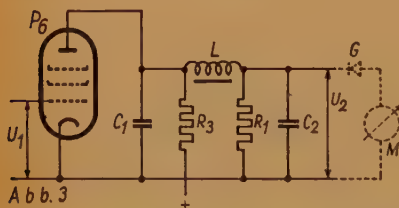
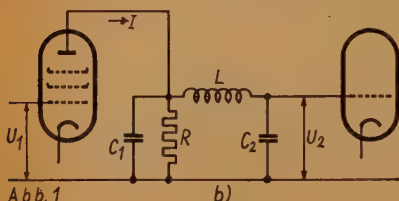
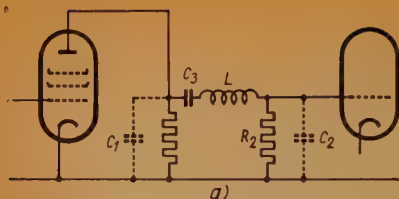


Abb. 1. a) Schaltprinzip der 5 Verstärkerstufen, b) Vereinfachtes Schema für hohe Frequenzen,  $C_1$  = Röhrenausgangskapazität einschl. Schaltkapazität,  $C_2$  = Röhreneingangskapazität einschl. Schaltkapazität,  $C_3$  = Kopplungskapazität,  $R$  = Anodenwiderstand,  $R_2$  = Gitterwiderstand,  $L$  = Spule zur Korrektur des Frequenzganges

Abb. 2. Frequenzbeeinflussung der Verstärkung ( $V/SR$ ) als Funktion von  $(\omega C_p \cdot R)$  für verschiedene  $C_1/C_2$ . Die gestrichelte Kurve gilt für eine Schaltung ohne Induktivität

Abb. 3. Schaltprinzip,  $C_2$  = Kapazität der Gleichrichterschaltung,  $R_1$  = Arbeitswiderstand,  $R_2$  = Anodenspannungs-Widerstand,  $G$  = Detektor,  $M$  = Drehspulinstrument (Übrige Bezeichnungen wie vorher)

Abb. 4. Schaltprinzip (5. u. 6. Stufe) unter Berücksichtigung der für tiefe Frequenzen wichtigen Bauelemente,  $C_4$  = Kopplungskapazität,  $C_5$  = Glättungskapazität,  $R_0$  = Ausgangswiderstand,  $R_1$  = Instrumenten-Vorwiderstand,  $O$  = Ausgangsklemmen (Übrige Bezeichnungen wie vorher)

(also ohne Induktivität) gestrichelt eingetragen. Für einen möglichst weitgehend linearen Verlauf sind, wie die Abbildung veranschaulicht, zwei Bedingungen anzustreben:  $\omega C_p \cdot R$  möglichst klein und  $C_1/C_2 \approx 0,5$ .

$C_p$  läßt sich bestenfalls auf 20 pF herabsetzen, es besteht hauptsächlich aus den Röhren- und Schaltkapazitäten.  $R$  wird man, wenn nicht zu viel Verstärkung zugunsten des Frequenzganges geopfert werden soll, nicht beliebig klein machen, sondern bei einer Pentodensteilheit von 8—8,5 mA/V<sup>2</sup>) eine Stufenverstärkung von etwa 3 zur Bedingung machen, wodurch  $S \cdot R = 3$  und  $R$  = etwa 400 Ohm wird.

$C_1/C_2$  läßt sich tatsächlich mit  $C_1 = 7$  und  $C_2 = 15$  pF auf etwa 0,5 bringen;  $C_p$  ist dann  $7 + 15 = 22$  pF und  $L = C_p^2 R^2 / 2 C_2 = 2,5 \mu H$ .

Bezeichnet man den in Abb. 2 gekennzeichneten Wert von  $\omega C_p R = 1,8$  als die gewünschte obere Frequenzgrenze, so ist

$$f = \frac{1,8}{2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot 10^{-12} \cdot 400} \approx 30 \text{ MHz}$$

<sup>2)</sup> Man arbeitet aus Gründen der Reserve nicht mit der maximalen Steilheit von 9,5 mA/V der EF 42.

wobei der Verstärkungsabfall je Stufe 5% ist. Ohne L käme man, was leicht zu berechnen ist, unter gleichen Anforderungen nur auf etwa 7 MHz.

Die 6. Röhrenstufe arbeitet auf einen Gleichrichter, der eine Kapazität von  $C_2 = 3,5 \text{ pF}$  hat. Dadurch wäre das günstige Verhältnis  $C_1/C_2 = 0,5$  gestört. Um es nicht durch eine Zusatzkapazität korrigieren zu müssen, schaltet man nach Abb. 3. Hier gilt:

$$V = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S \cdot R_1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L C_1)^2 + (1 - \omega^2 L C_8)^2 \omega^2 C_p^2 R_1^2}}$$

mit  $C_8 = C_1 \cdot C_2/C_p$  und  $C_p = C_1 + C_2$ . Sinngemäß muß jetzt das Verhältnis  $C_2/C_1$  (nicht  $C_1/C_2$ !)  $= 0,5$  werden, damit man die günstige Kurve in Abb. 2 auch wieder für diese Stufe erhält.  $C_1 = 7 \text{ pF}$  wie vorher. Es soll auch jetzt  $f = \frac{\omega}{2\pi} \approx 30 \text{ MHz}$  sein.  $C_p = 7 + 3,5 \text{ pF}$

Um die Möglichkeit eines Abgleiches zu haben, schaltet man noch einen kleinen Trimmer parallel, so daß  $C_p \approx 19 \text{ pF}$  wird. Aus Abb. 2 wird wie vorher entnommen

$$\omega C_p R_1 = 1,8$$

und der Arbeitswiderstand  $R_1$  kann jetzt errechnet werden zu

$$R_1 = \frac{1,8}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 19 \cdot 10^{-12}} \approx 500 \Omega$$

Mit diesem Außenwiderstand wird die Verstärkung der letzten Stufe

$$V = S \cdot R_1 = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \approx 4 \text{ fach}$$

In der Praxis erreicht man für die Vorröhren  $V = 3,25$  und für die Endstufe  $V = 4,2$ , also

$$V_{\text{ges}} = 3,25^5 \cdot 4,2 = 1500$$

insgesamt.

Der Abfall der Frequenzkurve zwischen 20 und 30 MHz beträgt nach Abb. 2 je Stufe 5%, also bei 6 Stufen mehr als 25%. Durch eine Serienschaltung (nur in einer Stufe) des Arbeitswiderstandes R mit einer regelbaren Spule  $L_1$  (z. B. Ferroxcube) kann der Abfall weitgehend ausgeglichen werden.

## 2. Untere Frequenzgrenze

Vereinfacht man die Schaltung dahingehend, daß man nur die bei tiefen Frequenzen wirksamen Elemente beibehält, so ergibt sich das Schema nach Abb. 4 (5. und 6. Stufe). Es ist hier

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R \cdot R_2}{R + R_2} \cdot S \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \left\{ \frac{1}{\omega C_3 (R + R_2)} \right\}^2}} \right]$$

Der Ausdruck  $\omega C_3 (R + R_2)$  ist bei niedrigen Frequenzen  $< 1$ , sollte jedoch möglichst groß sein. Hierin liegen  $R_2$  mit  $1 \text{ M}\Omega$  als höchstmöglichem Wert für die EF 42 und R mit  $400 \text{ Ohm}$

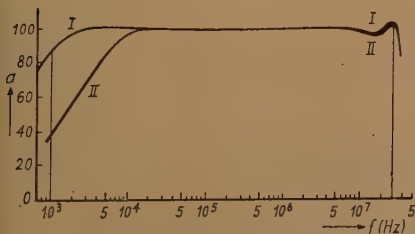


Abb. 5. Frequenzgang des Gerätes,  $\alpha$  = Drehspulenausgang in Skt. mit (II) und ohne (I) Abschwächer

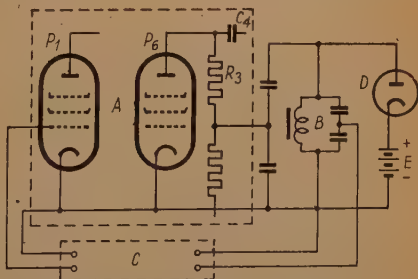


Abb. 6. Eichschaltung. B = Schwingkreis (5 kHz)  
D = Diode, E = Gegenspannung von 7 V, C = Netzwerk zur Phasenkorrektur

fest.  $C_3$  kann nicht zu groß gemacht werden (etwa 1000 pF), wenn nicht Erdkapazitäten einen Einfluß auf die obere Grenzfrequenz haben sollen. Für die 6. Stufe gelten analoge Betrachtungen.  $C_4$  wird 0,1  $\mu$ F und  $R_5 = 10$  k $\Omega$  gewählt.

Abb. 5 zeigt den gesamten Frequenzgang bei konstanter Eingangsspannung.

Zum Zwecke der Stabilisierung des Verstärkers führt man eine sehr hohe, 24fache (je Stufe) Gleichstromgegenkopplung (Katodenwiderstände von 2700  $\Omega$ ) ein. Die Überbrückungskapazitäten beschränken die Gegenkopplung auf Frequenzen weit unter 1000 Hz. Die infolge der großen Katodenwiderstände zu stark negativen Gittervorspannungen werden durch Gegenschaltung von stabilisierten (Röhre 85 A 1) positiven Gleichspannungen berichtigt.

Der äquivalente Rauschwiderstand der EF 42 beträgt  $R_{\text{aeq}} = 750 \Omega$ . Berücksichtigt man die 1. und 2. Stufe, ferner den Eingangswiderstand von 1 M $\Omega$ , zu dem die Eingangskapazität von 20 pF parallel liegt, so kommt man zu einer Rauschspannung von ( $\Delta f = 30$  MHz) 20  $\mu$ V. Diese Spannung macht 2% des Instrumenten-Vollausschlages (1 mV) aus. Sie wird durch eine schwache Gegengleichspannung unmittelbar am Drehspulinstrument kompensiert.

Über einen niederohmigen Ausgang (180  $\Omega$ ) (Klemmen 0, Abb. 4) kann der Verstärker gesondert benutzt werden.

Als Gleichrichter wird ein Kristalldetektor verwendet (z. B. Germanium). Der Glättungskondensator  $C_5$  bewirkt, daß Scheitelspannungen gemessen werden. Für sinusförmige Spannungen kann das Instrument aber in Effektivwerten geeicht werden.

Zum Eichen wird nach Abb. 6 eine Wechselspannung von 5000 Hz erzeugt. Sie entsteht, wenn mittels des Eichschalters der Schwingkreis B (Impedanz 3 M $\Omega$ ) an den Ausgang des Verstärkers gelegt wird, und zwar als Folge des Einschaltstromstoßes. Die Diode D ist mit einer stabilisierten Gleichspannung von etwa 7 V vorgespannt, so daß sie die Schwingungsamplituden des Kreises B dämpft, sobald sie über 7 V Wechselspannung erhält. Ein bestimmter Teil (1 mV) der auf diese Weise begrenzten Eichspannung geht an den Eingang zu Eichzwecken. Geeicht wird durch Regeln der Gittervorspannung der Verstärkerröhren.

Der Abschwächer besteht aus einem in 12 Stufen verstellbaren Kondensator. Oberhalb 25 kHz ist seine Impedanz praktisch kapazitiv. Darunter findet eine Dämpfung statt (Abb. 5/II). In einem Rohr werden 2 Scheiben gegeneinander verschoben, wobei durch geeignete Formgebung dafür gesorgt ist, daß die Kapazität exponentiell mit dem Abstand der Scheiben abnimmt. Die Skalenteilung (1; 3,16; 10 usw.) wird dadurch gleichmäßig.

## AUS DER PATENTLITERATUR

### Elektronenröhren I

**U.S. Patent 2422427 (General Electric Co., 1944) „Aktivierung von Elektroden“.**

Das Patent bezieht sich auf die Aktivierung von Elektroden durch dampfförmige oder suspendierte Stoffe. Die Erfindung ist bei Elektronenröhren, Vervielfachungsröhren u. dgl. anwendbar. Als Beispiel wird die Anwendung bei einer Fotozelle beschrieben, deren Katode mit einer Antimon-Cäsiumschicht versehen ist. An dem Rande des Glaskolbens 10 sind die Elektrodenhalter 11, 12 aus Metall eingeschmolzen. Der untere Katodenhalter 11 trägt die Katodenscheibe 13, deren Rand nach oben umgebördelt ist. Gegenüber der Mittelloffnung 16 des Halters ist außen ein Pumprohr 15 angesetzt. Der Anodenhalter 12 trägt einen Behälter 18, in dem sich ein Cäsiumdampf abgebender Einsatz 19 befindet. Der Halter 12 ist in seinem Mittelteil 21 gewölbt,

um den erforderlichen Raum zu bilden. Der Einsatz 25 dient zur Vergetterung und kann gleichzeitig mit dem Einsatz 19 zum Verdampfen gebracht werden. Der dabei entstehende Dampf kann nicht direkt an die Katode 13 gelangen. Metallisches Cäsium wird sich zunächst an der Glaswand und auf der Katodenfläche in größerer Menge niederschlagen als benötigt wird. Dieser Überschuß wird durch Erwärmung der Röhre in einem Ofen wieder verdampft und durch das Rohr 15 abgesaugt, das dann abgeschmolzen wird.

**U. S. Patent 2462084 (Standard Telephones and Cables Ltd. London, 1944) „Glühkatode“.**

Schraubenförmig gewickelte Glühfäden ziehen sich häufig bei Erhitzung, was auf die bei ihrer Montage entstehenden mechanischen Spannungen zurückgeführt wird. Die Erfin-

ung will diese Schwierigkeiten vermeiden, und zwar wird der Wendelfaden an einem Ende an einem festen leitenden Träger und an dem anderen Ende an einem koaxial durch die Fadenschraube hindurchgehenden Metalleiter in der Weise befestigt, daß der Fadenwendel im wesentlichen von mechanischen Spannungen frei ist. Der Doppelwendel 1 des Glühfadens ist bei 2 an dem Leiterstab 3 befestigt, der koaxial durch den Wendel hindurch geht und in eine Fassungshülse 4 (z. B. aus Nickel) eingesetzt ist. Nachdem der Glühfaden 1 an dem Stab 3 befestigt wurde, wird dieser in die Hülse 4 eingesetzt und die unteren Enden des Fadens werden mit den Zuführungsdrähten 7, 8 verbunden. Der Stab 3 kann sich in der Hülse 4 in eine Lage verdrehen, in welcher er spannungsfrei ist, und erst danach wird er mit der Hülse z. B. durch Punktschweißung fest verbunden.

#### **U.S. Patent 2462858 (Federal Telephone and Radio Corp., 1945) „Glühkatode“.**

Gegenstand des Patentes ist eine Glühkatode für Röhren, die bei sehr hohen Frequenzen (über 1000 MHz) arbeiten. Bei den bekannten Röhren hat die übliche Herstellung der Glühkatode zur Folge, daß die Schwingungen über einer gewissen kritischen Frequenz abbrechen, die von dem Grenzfaktor der Serienresonanz des Heizfadenkreises abhängt. Man kann Glühfäden in verschiedenen Formen herstellen, die bei den höchsten Frequenzen befriedigend arbeiten. Dies kann z. B. dadurch erreicht werden, daß man das induktive Feld in der Nähe des Glühfadens beeinflusst. Dabei werden auch die elektrostatischen Verhältnisse verändert mit dem Ergebnis, daß der Resonanzpunkt des Glühfadens erhöht wird. Ein einfaches Mittel dieser Art ist ein in dem induktiven Feld des Glühfadens angeordneter Zylinder. Ein solcher Zylinder wird erstens die Induktanz vermindern und zweitens die kapazitive Kopplung zwischen den Windungen des Heizfadens erhöhen. Der Resonanzpunkt liegt dann bei einer höheren Frequenz. Mit der Anordnung der Erfindung können z. B. Glühfäden mit einer Resonanzfrequenz unter 850 MHz bei Frequenzen von 1000 MHz und mehr betrieben werden. Die Einführung 6 des Röhrenfußes trägt eine kreisförmige Platte 7 mit vier Öffnungen. Die Einführung 8 trägt eine Platte 9 mit zwei Öffnungen. Die Einführung 10 geht isoliert durch die Platten 7, 9 und bildet einen Stab 11 mit einem verstärkten Kopf 11a. Die Heizfadenwicklungen 16, 17 und 22, 23 haben einen gemeinsamen

Verbindungspunkt an dem Kopf 11a, der die Rückleitung des Heizstromes übernimmt. Innerhalb der Windungen ist ein Zylinder 24 angeordnet, der z. B. aus Tantal bestehen kann und am oberen Ende an dem Kopf 11a befestigt ist. Dieser Zylinder hält an allen Punkten gleichen Abstand von den Windungen. Je größer der Durchmesser des Zylinders, um so höher ist die Frequenz, bei welcher die Anordnung arbeitet.

#### **U.S. Patent 2444483 (Federal Telephone and Radio Corp., 1946) „Glühkatode“.**

Die Erfindung befaßt sich mit dem Aufbau eines Doppelwendel-Glühfadens und will eine Anordnung schaffen, bei der sich die Ausrichtung der Teile unter dem Einfluß der Hitze nicht verzieht. Gemäß der Erfindung ist bei einem aus zwei entgegengesetzten Wendeln 1, 2 bestehenden Glühfaden ein Mittelträger 3 und ein Paar von seitlichen Trägern 4, 5 vorgesehen. Die oberen Enden der Glühfäden 1, 2 sind oben an dem Träger 3 befestigt. Diese Träger 4, 5 sind in dem Isolierteil 9 eingeschmolzen. Auf dem Träger 3 sind Abstandshülsen 13, 14 vorgesehen, die z. B. aus keramischem Material bestehen und Metallschellen 18, 19 tragen, welche die Träger 4, 5 umgreifen.

#### **U.S. Patent 2460141 (General Electric Co., 1946) „Anode oder Sammelelektrode“.**

In vielen Fällen ist die Sekundäremission der Anode ein Nachteil. So kann z. B. die Charakteristik einer Schirmgitterröhre dadurch ungünstig beeinflusst werden. Die Sekundärelektronen können aus der Anode mit solcher Phase emittiert werden, daß die Wechselkomponente des Anodenstromes vermindert wird. Die auf die Sekundärelektronen durch das elektrische Feld übertragene Energie ist ein Verlust und wirkt als unerwünschte Wärmequelle. Bei der Anordnung der Erfindung werden die Sekundärelektronen fast vollständig unterdrückt oder innerhalb des Anodenaufbaues in einem feldfreien Bereich gesammelt. Die Aufnahme von Sekundärelektronen durch das Schirmgitter wird also im wesentlichen verhindert. An dem Metallkörper 1 ist ein Glaszylinder 3 angesetzt. Ein scheibenförmiges Anschlußteil 4 aus leitendem Material ist auf dem Zylinder 3 angeschmolzen und mit einer Mittelöffnung versehen, die mit einem als Steuergitter dienenden Sieb 5 bedeckt ist. In ähnlicher Weise ist die Anschlußscheibe 6 mit dem als Schirmgitter dienenden Sieb 7 vorgesehen. Eine Anschlußscheibe 10



trägt die Anode 9. Die Katode 12 mit der aktiven Fläche 13 erstreckt sich parallel zu den Gittersieben 5 und 7. Die Anode besteht aus einem zylindrischen Körper 16 mit einer Mittelbohrung 17, deren Tiefe doppelt so groß ist wie der Durchmesser. Am unteren Ende der Anode wird durch die Leiter 18 eine Äquipotentialfläche hergestellt, die in den Hohlraum der Anode nicht weit hineinreicht. Wenn Elektronen von der Katode über diese Äquipotentialfläche fliegen, wird Hochfrequenzenergie an die Anode in gleicher Weise geliefert, als wenn die Elektronen auf einer auf diesem Potential gehaltenen Metallfläche gesammelt würden. Es ist wesentlich, daß der versperrte Bereich am unteren Ende der Anode relativ klein ist, so daß die Anzahl der am Ende der Anode gesammelten Elektronen entsprechend gering wird. Nachdem die Elektronen durch das von den Leitern 18 gebildete grobe Gitter hindurchgegangen und in den Hohlraum 17 der Anode eingedrungen sind, erreichen sie einen im wesentlichen feldfreien Bereich, in welchem kein Spannungsgradient wirkt, so daß, wenn die Elektronen auf der Anodenfläche gesammelt und die verbleibende kinetische Energie aufgenommen wird, kein Feld vorhanden ist, das Sekundärelektronen herausziehen könnte. Die Sekundäremission ist deshalb begrenzt und die emittierten Elektronen werden sogleich auf der Innenfläche der Hohlanode gesammelt. Weitere Beispiele für die Ausbildung der Anode sind beschrieben.

**U.S. Patent 2433410 (Raytheon Manfg. Co., 1945) „Klein-Röhre“.**

Bei Röhren mit kleinsten Abmessungen ist das zur Trennung der Einbauelemente unterzubringende Isoliermaterial beschränkt und deshalb nicht nur der Aufbau geschwächt, sondern auch der Kriechweg zwischen diesen Elementen vermindert. Die Erfindung bezweckt, einen Aufbau zu schaffen, bei dem die Menge des unterzubringenden Isoliermaterials und die Kriechwege erheblich vergrößert sind. Eine Pentode gemäß der Erfindung hat einen im Querschnitt ellipsenförmigen Kolben. Die Elektrodenanordnung umfaßt eine aus zwei parallelen Platten 4, 6 bestehende Anode, eine Glühkatode 8 und eine Mehrzahl von Gittern 10, 12 und 14. Isolierteile 16, 18 sorgen für den Abstand der Elektroden. Die Anodenplatten 4, 6 sind an einem U-förmigen Rahmen 22 befestigt. Die Gitter 10, 12, 14 werden von Stäben 36, 38, 40 getragen, die durch die Abstandshalter 16, 18 hindurchgehen. Die

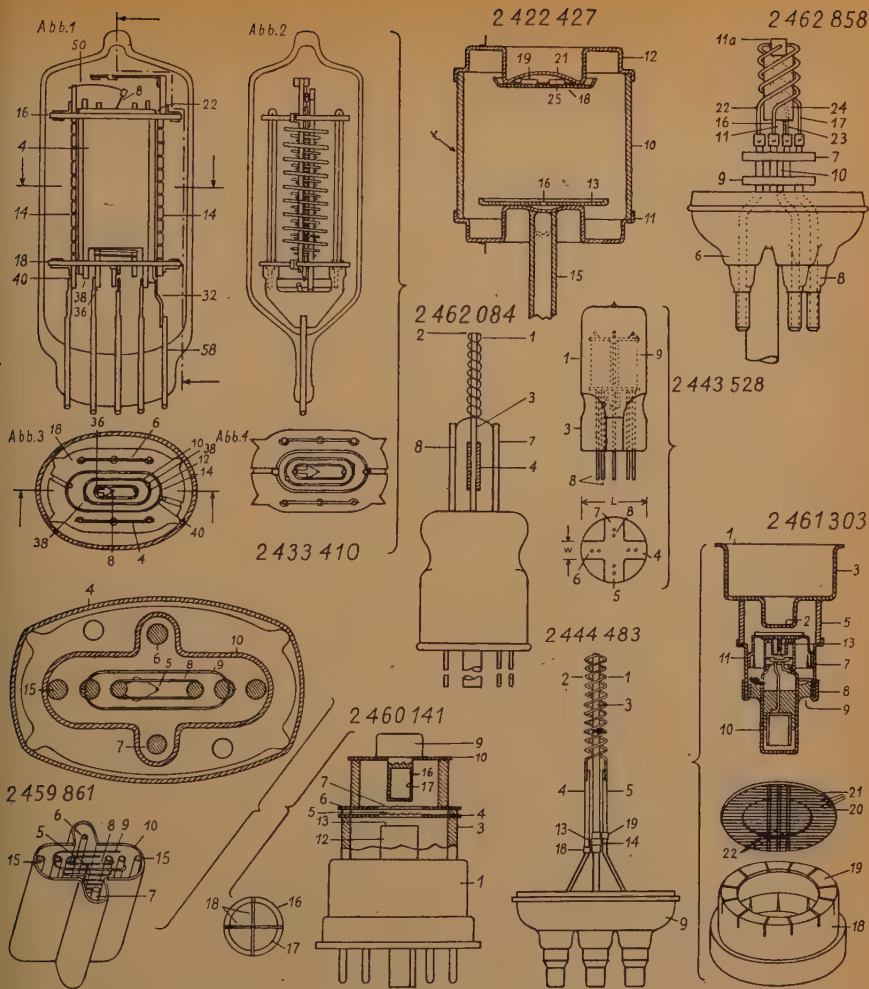
Glühkatode 8 ist an ihrem oberen Ende an der Feder 50 befestigt. Die Einführungen 58 sind mit dem Anodenhalter 32 verbunden. Die Gitterstäbe 36, 38, 40 sind derart gegeneinander versetzt angeordnet, daß der gegenseitige Isolationsabstand wesentlich erhöht ist.

**U.S. Patent 2443528 (Sylvania Electric Products Inc., 1944) „Röhre mit äußerem Quetschfuß“.**

Die Erfindung bezweckt, die Festigkeit der Aufbaues von Röhren mit eingeschmolzenen Einführungen zu erhöhen, ohne daß der Röhrenfuß als getrenntes Teil gefertigt werden muß. Insbesondere soll ein Aufbau mit einem äußeren Quetschfuß geschaffen werden, um eine Verkleinerung der Röhrenlänge sowie der Einführungskapazitäten zu erreichen, wobei außerdem eine ungewöhnlich große Steigerung der Schlagfestigkeit erzielt wird, d. h. der Widerstandsfähigkeit gegen Beschleunigungen, die bis zum 100 000fachen Wert der Erdbeschleunigung gehen können, ohne daß sich die Charakteristik der Röhre verändern darf. Außerdem hat die Röhre der Erfindung äußerst geringes Gewicht. Der Röhrenkolben 1 bildet an seinem unteren Ende einen vier-schenkeligen Fuß 3, bei welchem die vier radial verlaufenden Schenkel 4, 5, 6 und 7 aus dem Kolben geformt sind und die eingeschmolzenen Einführungsdrähte 8 aufnehmen, die den Innenaufbau 9 der Röhre tragen.

**U.S. Patent 2459861 (Raytheon Manfg. Co., 1946) „Klein-Röhre“.**

Gewöhnlich sind die Anoden flach ausgebildet und von dem Schirmgitter durch ein Schutzgitter getrennt, das den Übergang von Sekundärelektronen von der Anode zum Schirmgitter verhindern soll. Bei Röhren mit kleinsten Abmessungen stößt diese Anordnung auf räumliche Schwierigkeiten. Eine weitere Schwierigkeit ergibt sich daraus, daß bei solchen Röhren eine zusätzliche Abschirmung im Röhrenkolben nicht unterzubringen ist und somit eine äußere Abschirmung vorgesehen werden muß, die jedoch wegen der hohen Kapazität zwischen Gitter und Anode unbefriedigend ist. Bei der Bauart der Erfindung werden diese Schwierigkeiten vermieden. Die Röhre gemäß der Erfindung besitzt bei kleinsten Abmessungen einen hohen Anodenwiderstand und eine wesentlich verminderte Kapazität zwischen Steuergitter und Anode. Außerdem besitzt sie eine innere Elektrodenabschirmung ohne Vergrößerung der Ab-



messungen. In dem Kolben 4 ist die Glühkatode 5, ein Anodenpaar 6, 7 und eine Mehrzahl von Gittern 8, 9 und 10 untergebracht. Die elektrisch verbundenen Anoden werden durch Stäbe 6, 7 von kleinem Durchmesser (0,035 mm) gebildet. Das Schutzgitter 10 besteht aus einem ungelochten Blech, das die Anoden umgebende Ausbauchungen aufweist und alle Elektroden abschirmt. Einer der das Schutzgitter 10 tragenden Stäbe 15 ist am oberen Ende mit der Glühkatode verbunden und erzeugt ein Potentialminimum zwischen Schirmgitter und Anode. Diese Wirkung

beruht nicht nur auf der elektrostatischen Abschirmung, sondern auch darauf, daß die Abschirmung den Elektronenstrom in Form eines Strahles gestaltet, so daß das von der Raumladung herrührende Potential vermindert wird. Außerdem schirmt das Schutzgitter den ganzen Elektrodenaufbau gegen äußere Kopplungswirkungen ab. Ein beträchtlicher Teil der Gitter-Anoden-Kapazität bei kleinen Röhren ergibt sich durch den elektrostatischen Pfad von der Gittereinführung im Quetschfuß durch den Querschnitt der Röhrenwand und durch den Raum

zur Anode. Bei der neuen Röhre wird die Anode durch das Schutzgitter gegen den Kolben isoliert und daher dieser Beitrag zur Gitter-Anoden-Kapazität ausgeschaltet.

#### **U.S. Patent 2461303 (General Electric Co., 1948) „Gitter für Röhre“.**

Bei Röhren für den Betrieb mit hohen Frequenzen ist es wichtig, daß die Elektroden während des Betriebes ihren räumlichen Abstand beibehalten, da andernfalls die mit ihnen verbundenen Kreise verstimmt werden und die von der Bewegung der Elektroden, besonders des Gitters, herrührenden Kapazitätsänderungen ausgeglichen werden müssen. Bei einer Röhre mit Planellektroden, die mit 1900 MHz betrieben werden, genügt eine Änderung des Gitter-Anodenabstandes in der Größenordnung von 0,00001 mm, um eine unerwünschte Verstimmung der Kreise herbeizuführen. Die elektrische Charakteristik der Röhre wird dabei ebenfalls verändert. Die Erfindung will eine Gitteranordnung mit großer räumlicher Stabilität schaffen. Die Anode 1 besitzt einen aktiven Teil 2 mit verkleinertem Durchmesser in einem zylindrischen Mantel 3 mit größerem Durchmesser. An diese Teile ist der Isolierzylinder 5 angeschmolzen. An diesen schließt sich der Metallzylinder 7 an, der von der mit dem Glasring 9 verbundenen Manschette 8 aufgenommen wird. In dem Ring 9 ist der Zylinder 10 einer Katodenanordnung eingeschmolzen, wie sie in dem US-Patent 2445993 beschrieben ist. Die eigentliche Katode 11 wird durch das Heizelement 13 erhitzt. Die Gitteranordnung umfaßt eine Hülse 18 mit einem nach innen einspringenden Flansch 19. Das Steuergitter besteht aus der Gitterplatte 20, mit welcher Gitterdrähte 21 in parallelen und gleichen Abständen verlötet sind. Quer dazu sind die Drähte 22 angeschweißt, die zur Wärmeverteilung dienen. Die Hülse 18 kann aus Eisen und die Scheibe 20 mit den Gitterdrähten 21, 22 aus Wolfram bestehen. Um ein Durchbiegen des Gitters zu verhindern, wird gemäß der Erfindung der nach innen gerichtete Flansch der Hülse 18 geschlitzt. Durch diese Schlitzte wird erreicht, daß der Gitterträger in mehrere Abschnitte aufgeteilt ist, die in radialer Richtung gebogen werden können und dadurch die Spannung beseitigen, die andernfalls bei ungleicher Ausdehnung der Wolfram- und Eisenteile auftreten würde.

Mitgeteilt von  
Patentanwalt Dipl.-Ing. C. WALLACH

## REFERATE

*Von den mit einem \* versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibeporlos zur Verfügung gestellt werden.*

### **Die Eigenschaften von Katodenstrahl-Oszillografen mit Nachbeschleunigung \***

Die Nachbeschleunigung ist als zweckmäßiges Mittel bekannt, die Punkthelligkeit, und damit die Schreibgeschwindigkeit, eines Katodenstrahl-Oszillografen zu erhöhen, ohne gleichzeitig die Ablenkempfindlichkeit herabzusetzen. Da die Helligkeit des Bildflecks in erster Näherung dem Quadrat der Beschleunigungsspannung proportional ist, erhält man durch eine Nachbeschleunigungsspannung, die z. B. gegenüber der Katode das Doppelte der Anodenspannung beträgt, eine viermal so große Helligkeit des Schirmbildes wie bei der gleichen Röhre ohne Nachbeschleunigung. Es darf aber nicht übersehen werden, daß die Nachbeschleunigung eine gewisse Störung der elektronenoptischen Abbildung verursacht und Änderungen in der Bahn des Elektronenstrahles hervorruft, welche den Vorteil, den der Gewinn an Fleckhelligkeit darstellt, wieder etwas einschränken <sup>1)</sup>.

Die ideale Anordnung der Nachbeschleunigungselektrode würde nach Abb. 1 eine unendlich dünne Metallschicht auf der Rückseite des Leuchtschirmes sein, die weder die elektrischen oder magnetischen Felder des Abbildungssystems beeinflußt, noch den Durchtritt des Elektronenstromes in irgendeiner Weise behindert, sondern den Elektronen lediglich eine Längsbeschleunigung nach dem Verlassen der Ablenkfelder verleiht. Bei der praktischen Ausführung nach Abb. 2 besteht die Nachbeschleunigungselektrode aus einem Graphitring an der Innenseite des Röhrenkolbens, der in der Nähe des Leuchtschirmes angebracht ist. Der Graphitring ist von dem übrigen Graphitbelag, der sich als Abschirmung auf dem Potential der Anode befindet, durch eine Schicht hohen Widerstandes, z. B. von Polierrot, getrennt, die die hohen Feldstärken zwischen den Rändern der beiden Graphitbelagungen unschädlich machen

<sup>1)</sup> W. G. White, Cathode-Ray Tubes with Post-Deflection Acceleration, Electronic Engineering, Band 21, März 1949, Seite 75.



soll. Bei einer solchen einstufigen Nachbeschleunigungsröhre kann man mit einer maximalen Nachbeschleunigungsspannung arbeiten, die etwa das Doppelte der Anodenspannung beträgt, und bekommt so annähernd die vierfache Bildhelligkeit.

Bei einer dreistufigen Nachbeschleunigungsröhre nach Abb. 3, wie sie beispielsweise von der DuMont Co in Amerika gebaut wird, hat man die Möglichkeit, mit einer Anodenspannung von 2 kV und einer Nachbeschleunigung von insgesamt 20 kV eine um den Faktor 35 erhöhte Fleckhelligkeit zu erreichen.

Durch die beschriebene Form und die endliche Ausdehnung der Nachbeschleunigungselektrode in der Längsrichtung beschreibt der Elektronenstrahl nach seiner Ablenkung nicht mehr einen geradlinigen Weg O—A (Abb. 4) zum Leuchtschirm, sondern wird in eine gekrümmte Bahn O—B gezwungen, wodurch also die Ablenkempfindlichkeit um den Faktor  $\frac{C-B}{C-A}$

vermindert wird. Dieser Faktor hat für den Fall, daß die Nachbeschleunigungsspannung das Zweifache der Anodenspannung beträgt, den Wert  $\frac{1}{1,2}$ , wenn sie das Zehnfache

der Anodenspannung ist, den Wert  $\frac{1}{1,4}$ . Zur

Erzielung des gleichen Ablenkwinkels muß also bei elektrostatischer Ablenkung die Ablenkspannung um den Faktor  $s = 1,2$ , bzw.  $s = 1,4$  erhöht werden; bei magnetischer Ablenkung muß der Strom durch die Ablenkspulen um den gleichen Betrag vergrößert werden. Dieser Empfindlichkeitsverlust des Katodenstrahl-Oszillografen mit Nachbeschleunigung ist aber weitaus geringer als die Herabsetzung der Ablenkempfindlichkeit, die sich bei einer einfachen Erhöhung der Anodenspannung auf den doppelten, bzw. zehnfachen Wert ergeben würde, wodurch man ja auch die gleiche Punkthelligkeit erhalten könnte. So müßte man bei einer normalen Röhre mit der doppelten bzw. zehnfachen Anodenspannung die zweifache bzw. zehnfache Ablenkspannung bei elektrostatischer Ablenkung und den  $\sqrt{2}$ -fachen, bzw.  $\sqrt{10}$ -fachen Ablenkstrom bei magnetischer Ablenkung aufwenden. Noch krasser wird der Unterschied, wenn man die für die Ablenkung des Elektronenstrahles erforderlichen Leistungen vergleicht, die sich wie die Quadrate der Ablenkspannungen oder Ablenkströme verhalten. Diese Verhältnisse gehen auch recht anschau-

lich aus der tabellarischen Übersicht (Tabelle I) hervor, in welcher normale Röhren mit der Anodenspannung  $n$  Volt,  $2n$  Volt,  $10n$  Volt den Nachbeschleunigungsröhren mit einer Anodenspannung von  $n$  Volt und einer Nachbeschleunigungsspannung von  $2n$  Volt, bzw.  $10n$  Volt gegenübergestellt sind.

Obwohl die prozentuale Ersparnis an Ablenkleistung durch die Nachbeschleunigung bei dem Katodenstrahl-Oszillografen mit magnetischer Ablenkung geringer ist als bei der Röhre mit elektrostatischer Ablenkung, ist der absolute Betrag der eingesparten Ablenkleistung bei der magnetisch abgelenkten Röhre sehr viel größer, da hier überhaupt viel größere Ablenkleistungen aufgewendet werden müssen.

Hinsichtlich der Punktschärfe auf dem Leuchtschirm ist der Katodenstrahl-Oszillograf mit Nachbeschleunigung ungünstiger als ein normaler Oszillograf mit der entsprechenden Anodenspannung. Der Durchmesser  $F$  des unabgelenkten Bildflecks, einschließlich der durch die unvermeidlichen Abbildungsfehler und Ungenauigkeiten des elektronenoptischen Systems hervorgerufenen Verbreiterung, ist bekanntlich dem Quadrat der Anodenspannung umgekehrt proportional, wird also bei Erhöhung der Anodenspannung auf das  $m$ -fache, nicht aber beim Anlegen einer entsprechenden Nachbeschleunigungsspannung, im Verhältnis  $1/\sqrt{m}$  kleiner. Im letzteren Falle tritt lediglich eine Verkleinerung des Fleckdurchmessers um den Faktor  $\frac{1}{s}$  ein;

diese Verkleinerung ist gleich der durch die Nachbeschleunigung bewirkten Reduzierung der Ablenkempfindlichkeit. Da der Wert von  $1/\sqrt{m}$  für alle praktischen Fälle, also für  $m \geq 2$ , kleiner als der Wert von  $\frac{1}{s}$  ist (z. B. für

$$m = 2: 1/\sqrt{m} = 0,7, \frac{1}{s} = 0,83 \text{ und für } m = 10: 1/\sqrt{m} = 0,32, \frac{1}{s} = 0,7), \text{ ergibt sich}$$

hier ein Nachteil der Nachbeschleunigung, der um so mehr ins Gewicht fällt, je größer  $m$  ist.

Noch ungünstiger wird die Nachbeschleunigung, wenn man die Fleckgröße des abgelenkten Elektronenstrahles, also die Bildschärfe am Rande des Leuchtschirmes betrachtet. Die durch die Ablenkung bedingte Defokussierung ist ja von der Anodenspannung unabhängig und nur dem Quadrat des Ablenkwinkels annähernd proportional. Die



durch die Ablenkung bewirkte Verbreiterung  $F_a$  des Bildflecks, die zu dem Durchmesser  $F$  des unabgelenkten Bildflecks hinzukommt, ändert sich bei einer Erhöhung der Anodenspannung nicht. Da aber bei der Röhre mit Nachbeschleunigung die Bahn des abgelenkten Elektronenstrahles zwischen Ablenkensystem und Leuchtschirm gekrümmt wird und der Ablenkwinkel zur Erzielung der gleichen Ablenkung um den Faktor  $s$  vergrößert werden muß, kann man annehmen,

Strichstärke gegeben ist, ist kein Maß, das den Vorteilen der Nachbeschleunigung gerecht wird. Bei der Erhöhung der Anodenspannung einer normalen Röhre mit elektrostatischer Ablenkung um den Faktor  $m$  sinkt deren Ablenkempfindlichkeit auf das  $\frac{1}{m}$  fache, wäh-

rend die Strichstärke um den Faktor  $1/\sqrt{m}$  kleiner wird;  $\epsilon$  ist daher gleich  $1/\sqrt{m}$ . Bei der Röhre mit magnetischer Ablenkung fällt da-

Tabelle I

	An.sp.: n Volt	An.sp.: 2n Volt	An.sp.: n Volt N.B. 2n V	An.sp.: 10n Volt	An.sp.: n Volt N.B. 10n V
Fleckhelligkeit.....	1,0	4,0	4,0	35	35
Elektrostat. Ablenkung:					
Ablenkspannung:.....	1,0	2,0	1,2	10	1,4
Ablenkleistung .....	1,0	4,0	1,44	100	1,96
Magnetische Ablenkung:					
Ablenkstrom .....	1,0	1,41	1,2	3,16	1,4
Ablenkleistung .....	1,0	2,0	1,44	10	1,96

Tabelle II

	normale Röhre Anodensp.: n Volt	normale Röhre Anodensp.: m. n Volt	Röhre mit N. B. An.sp.: n Volt N. B.: m. n Volt
Durchmesser des unabgelenkten Flecks	F	$\frac{1}{\sqrt{m}} \cdot F$	$\frac{1}{s} \cdot F$
Durchmesser d. Flecks am Schirmrand	$F + F_a$	$\frac{1}{\sqrt{m}} \cdot F + F_a$	$\frac{1}{s} \cdot F + s^2 \cdot F_a$

daß bei der Röhre mit Nachbeschleunigung  $F_a$  proportional mit  $s^2$  vergrößert wird.  $F_a$  ist übrigens bei magnetischer Ablenkung sehr viel kleiner als bei elektrostatischer Ablenkung. In der Tabelle II sind die Strichstärken für einen normalen Katodenstrahl-Oszillografen mit der Anodenspannung  $n$  Volt sowie  $m \cdot n$  Volt und für einen Oszillografen mit der Anodenspannung  $n$  Volt und der Nachbeschleunigungsspannung  $m \cdot n$  Volt miteinander verglichen.

Die relative Empfindlichkeit  $\epsilon$  eines Katodenstrahl-Oszillografen, die durch das Verhältnis von Ablenkempfindlichkeit zur

gegen die Ablenkempfindlichkeit nur um den Faktor  $1/\sqrt{m}$ , so daß  $\epsilon$  hier gleich bleibt, wenn die Anodenspannung erhöht wird. Durch eine Nachbeschleunigung sinkt die Ablenkempfindlichkeit in dem gleichen Maße wie die Strichstärke, nämlich um den Faktor  $\frac{1}{s}$ .

$\epsilon$  bleibt also auch hier unverändert, so daß scheinbar nur ein Vorteil der Nachbeschleunigung bei elektrostatischer Ablenkung, nicht aber bei magnetischer Ablenkung vorhanden ist. Die relative Empfindlichkeit ist daher nicht geeignet, die Vorteile der Nachbeschleu-

nigung, nämlich stark erhöhte Bildhelligkeit bei nahezu unveränderter Ablenkempfindlichkeit zu berücksichtigen. Eine etwas geringere Punktschärfe kann in manchen Fällen, z. B. beim Fernsehempfang, ohne wesentliche Verschlechterung der Bildqualität in Kauf genommen werden. Die große Bildhelligkeit gestattet auch eine gewisse Herabsetzung des Strahlstromes, wodurch wieder

## Der Nachweis schwacher piezoelektrischer Effekte

Sowohl bei der Suche nach neuen synthetischen piezoelektrischen Stoffen, als auch beim Studium der Struktur gewisser Kristalle benutzt man eine Einrichtung, die den Nachweis der Piezoelektrizität einfach und schnell ermöglicht. Das Prinzip dieser Apparate ist von Giebe und Scheibe<sup>1)</sup> angegeben und von anderen Forschern in verschiedenen Ausführungsformen angewandt worden. Von diesen Schaltungen verlangt man, daß auch der Effekt kleiner, beliebig orientierter Kristallsplitters nachweisbar sein muß, die man von dem zu untersuchenden Stoff zur Verfügung hat und gleichzeitig zu mehreren zwischen die Prüfelektroden bringt. An die Empfindlichkeit der Anordnung werden dabei hohe Anforderungen gestellt.

Man geht von einer rückgekoppelten Oszilatorschaltung aus, deren Anodenkreis einen abstimmbaren Schwingkreis enthält; diesem wird der Kristallhalter parallel geschaltet. Beim Verändern der Schwingfrequenz wird die Schwingung stark gedämpft, sobald sie mit der Eigenfrequenz eines der Kristallsplitters (oder des Schwingquarzes) in Resonanz kommt. Ein anschließender Gleichrichter, bzw. eine Anodengleichrichtung im Oszillator selbst, vermittelt diesen beim Abstimmen entstehenden Amplitudensprung an einen Niederfrequenzverstärker mit Lautsprecher; man hört dann ein kurzes Klicken.

Die im folgenden beschriebenen Maßnahmen sind geeignet, die Empfindlichkeit des Gerätes sowie die Bequemlichkeit seiner Bedienung erheblich zu fördern<sup>2)</sup>. Zunächst wählt man eine Regelpentode (z. B. EF 9) mit hohem Innenwiderstand. Dadurch wird der Zusammenhang zwischen der Steilheit  $S$  und der Gittervorspannung  $U_g$  annähernd exponentiell und die Impedanz des Abstimmkreises höher. Wird nun die Impedanz  $R$  des Abstimmkreises um den Betrag  $dR$  geändert, was bei Resonanz mit dem Kristall der Fall ist, dann variiert die Steilheit  $S$  auch um einen entsprechenden Betrag  $dS$  ( $p \cdot S \cdot R = 1$ ,  $p$  = Rückkopplungsfaktor). Der Arbeitspunkt verschiebt sich folglich und somit auch die zur weiteren Anzeige der Schwingung dienende Gitterspannung  $U_g$ . Bei einer Röhre mit Exponentialkennlinie ist diese Verschie-

<sup>1)</sup> Z. Phys. 33, 760, 1925.

<sup>2)</sup> W. G. Perdock und H. von Suchtelen, Phil. techn. Rdsch. 11, Heft 5, 1949, S. 151—156.

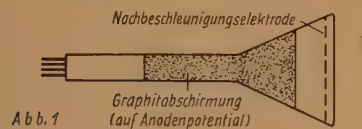


Abb. 1



Abb. 3

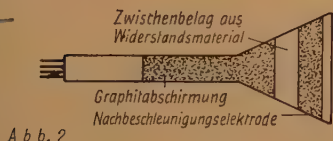


Abb. 2



Abb. 4

Abb. 1. Ideale Form des Katodenstrahl-Oszillografen mit Nachbeschleunigung

Abb. 2. Praktische Ausführung einer Röhre mit einstufiger Nachbeschleunigung

Abb. 3. Praktische Ausführung einer Röhre mit dreistufiger Nachbeschleunigung

Abb. 4. Verminderung der Ablenkempfindlichkeit ( $= C - B/C - A$ ) durch die Nachbeschleunigung

ein Gewinn an Punktschärfe eintritt. Je nach dem Anwendungszweck des Katodenstrahl-Oszillografen wird man in jedem einzelnen Falle den durch eine Nachbeschleunigung gebotenen großen Vorzug, nämlich stark erhöhte Schreibgeschwindigkeit bei kaum veränderter Ablenkleistung, gegen deren Nachteile, nämlich etwas geringere Bildauflösung und Ablenkempfindlichkeit, abwägen müssen. Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit 5 Seiten.)

bung  $dU_g$  unabhängig vom Arbeitspunkt, wodurch man gleichbleibend hohe Empfindlichkeit im ganzen Frequenzbereich erzielt. Zur Gleichrichtung wird eine besondere, in Anodengleichrichtung arbeitende Pentode benutzt. Man erhält dann so große Spannungssprünge im Resonanzfall, daß ein Niederfrequenzverstärker angesteuert werden kann.

Erkennbarkeit kleinster Signale und die Unterdrückung des Netzbrummens erforderlich. Abb. 1 zeigt die Gesamtschaltung. Die Abstim- bzw. Rückkopplungsspulen  $L_o/L_t$  sind fünffach auswechselbar für Wellenlängen von 10...1000 m. Das Gerät ist infolge der Erhöhung seiner Empfindlichkeit gegenüber früheren Anordnungen durch vollständige

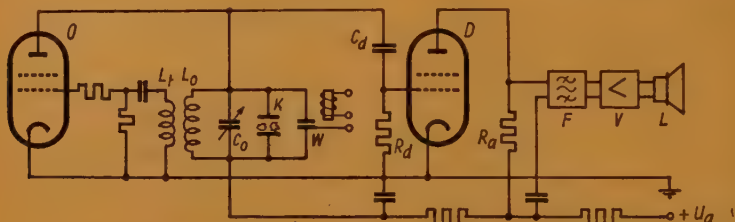


Abb. 1. Schaltung des Gerätes zum Nachweis piezoelektrischer Effekte

O	Schwingröhre	$C_d/R_d$	Gitterkombination der Anodengleichrichtung
D	Anodengleichrichterröhre	F	Bandfilter (Durchlaß etwa 500 bis 800 Hz)
$L_o/C_o$	Abstimmkreis	V	Niederfrequenzverstärker
$L_t$	Rückkopplungsspule	L	Lautsprecher
K	Kristallhalter mit Kristallstückchen		
W	Pendelkondensator		

Das RC-Glied am Gitter hat zweckmäßig eine Zeitkonstante von  $2 M\Omega \cdot 50000 pF = 0,1$  sec, damit sich die Gittervorspannung der Gleichrichterröhre nicht während des anzuzeigenden Sprunges ändert und dadurch die Anodendetektion verringert.

Die Suche nach der Resonanzfrequenz (ein Wellenbereich von 10...1000 m kommt in Frage) kann erheblich verkürzt werden, wenn man sich des folgenden Mittels bedient. Parallel zu dem Schwingkreis wird eine kleine Kapazität (einige pF) geschaltet, deren eine Platte mittels eines Elektromagneten und einer Frequenz des magnetischen Feldes von 100 Hz hin- und herbewegt wird. Durchläuft der Drehkondensator des Abstimmkreises nun relativ schnell die Resonanzfrequenz, so wird durch die kleine Pendelung zufolge der Zusatzkapazität die Resonanz mehrfach erzeugt, und der Lautsprecher gibt einen deutlich und genügend lange wahrnehmbaren Klirrtönen wider. Dieser ist vor allem durch seine Oberwellen 500, 600, 700 und 800 Hz gekennzeichnet (Grundfrequenz 100 Hz), so daß man alle anderen niederfrequenten Schwingungen, vor allem auch die Brummfrequenz, durch ein Bandfilter mit der Durchlaßfrequenz bei 600 Hz am Ausgang des Gleichrichters absperrern kann. Dies ist mit Rücksicht auf die

Netzspeisung zu betreiben. Die Schaltung ist genügend empfindlich, um die piezoelektrischen Effekte von Santonin-Na und Melinophan, die bekanntlich äußerst gering sind, deutlich nachzuweisen. htg.

### Registrierendes Ionosphären-Funkmeßgerät \*

Bei Funkmeßgeräten, die unter stetig variierter Frequenz die Höhe der Ionosphärenschichten messen, besteht eines der wichtigsten technischen Probleme darin, einen Gleichlauf des Senderfrequenzganges mit der Empfängerabstimmung zu erreichen. Ein in Südafrika vom Telecommunications Research Laboratory entwickeltes Registriergerät<sup>1)</sup> arbeitet fast ohne mechanische Teile und erzeugt die Frequenzwobbelung im Bereich zwischen einigen hundert kHz und 20 MHz ohne Bandunterteilung mit Hilfe eines Oszillators, der Sender und Empfänger gemeinsam beeinflußt.

Der Aufbau des Funkmeßgerätes ist aus der beigefügten Abbildung ersichtlich: Die Schwin-

<sup>1)</sup> T. L. Wadley, A single-band 0—20 Mc/s ionosphere recorder embodying some new techniques, Proc. Inst. El. Eng. III, Band 96, Nr. 44 (Nov. 1949), Seite 483 bis 486.



gungen eines Impulsgenerators (900 kHz) werden mit denen eines kristallgesteuerten, auf 29,1 MHz abgestimmten Oszillators gemischt, so daß Differenzfrequenzen zwischen 0 und 20 MHz entstehen, wobei die ursprüngliche Zerlegung in Impulse gewahrt bleibt. In 4 Bandpaß-Verstärkerstufen wird die Leistung auf 1 kW gebracht und ausgestrahlt. Im

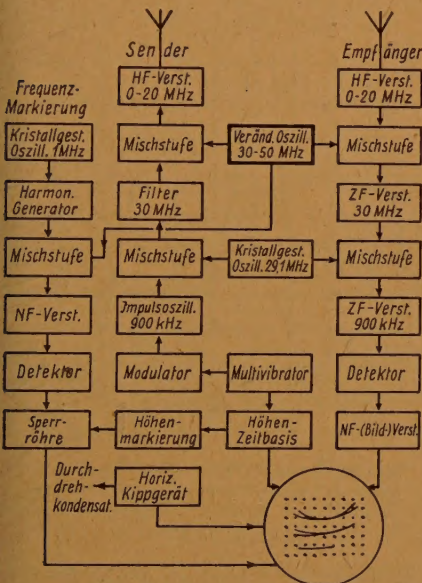
aus über einen Nocken gesteuert wird; ein vollständiger Durchlauf durch das 20 MHz breite Band dauert 7 sec. Zur Frequenzmarkierung auf der Katodenstrahlröhre dient nicht wie sonst üblich eine Kontaktreihe im Kondensatortrieb, sondern ein Impulserzeuger, der die vom Höhenkalibrator gezeichneten Höhengichtlinien punktweise sichtbar macht. Das Bild der Funkreflexionen an den Ionosphärenschichten (Höhe über Frequenz) erscheint so auf einem Punknetz, das die Vertikale in Abstände von 50 km und die Horizontale in 1 MHz - Intervalle teilt. Bei Dauerbetrieb zeigt das Registriergerät ein Kinobild, das auch schnelle, sporadische Veränderungen in der E-Schicht erkennen läßt. Eine synchron mit dem Kondensatortrieb laufende 16-mm-Kamera nimmt jeden Frequenzdurchlauf auf; Tag und Stunde werden mitfotografiert. Normalerweise wird aber mittels Zeitschalter nur alle 20 Minuten eine Registrierung vorgenommen.

Das Antennensystem besteht aus zwei konzentrisch angeordneten vertikalen Rhomben, die bei 4 bzw. 12 MHz Resonanz ergeben. Sie werden von 2 in Reihe liegenden Transformatoren gespeist, deren Primärseiten Resonanzfrequenzen von 3 bzw. 8 MHz haben. Damit läßt sich das 20 MHz breite Band hinreichend gleichmäßig ausstrahlen. S.

(Umfang der Originalarbeit 4 Seiten.)

## Ein Rechenschieber für Ausgangstransformatoren

Für den Praktiker, der häufig mit der Berechnung von Ausgangstransformatoren zu tun hat, wurde von Dipl.-Ing. Gerhard Pavel, Stuttgart-Feuerbach, eine sehr brauchbare Rechenhilfe geschaffen. Diese besteht aus zwei ca. 20 × 30 cm großen aneinandergehefteten stabilen Kartonscheiben, zwischen denen ein Scheiber hin und her bewegt werden kann. Die beiden äußeren Deckscheiben besitzen Fenster, durch die die jeweiligen Wicklungsdaten ablesbar sind. Der Schieber kann von beiden Seiten benutzt werden, und zwar befinden sich auf der einen Seite alle Werte für den Eintakt-A-Betrieb und auf der anderen diejenigen für die Gegentakt A-, A/B- und B-Schaltung. Bei dem Schieber sind die Überträger der E-Kern Blechschnitte (E 48, 54, 60, 66, 78), nach DIN 41302 zugrunde gelegt. Mit diesen 5 Typen hat der Praktiker genug Spielraum, um auch bei der Verwendung anderer Blechpakete einige Anhaltspunkte zur Dimensionierung zu bekommen. Bei der Be-



Blockschaltbild des registrierenden Funkmeßgerätes

Empfänger wiederholt sich dieser Vorgang in umgekehrter Reihenfolge, so daß schließlich die Ausgangsfrequenz von 900 kHz erreicht wird, die dann demoduliert und einer Katodenstrahlröhre zugeführt wird. Es ist bemerkenswert, daß die Stabilität des ganzen Systems auf der des Impulsoszillators beruht und unabhängig von der Stabilität der HF-Oszillatoren ist. Die Gleichheit der ZF-Frequenzen in Sender und Empfänger verursacht wegen der Zerlegung in Impulse (70 µsec Dauer) keine Interferenz.

Die Höhen-Zeitbasis für die Anzeige auf einer Katodenstrahlröhre großer Nachleuchtdauer wird auf dem üblichen Wege mittels eines Multivibrators bei einer Wiederholungsfrequenz von 100 Hz gewonnen. Für die vertikale (Frequenz-) Ablenkung des Elektronenstrahls sorgt ein Kippgerät mit großer Zeitkonstante, das vom Durchdrehkondensator

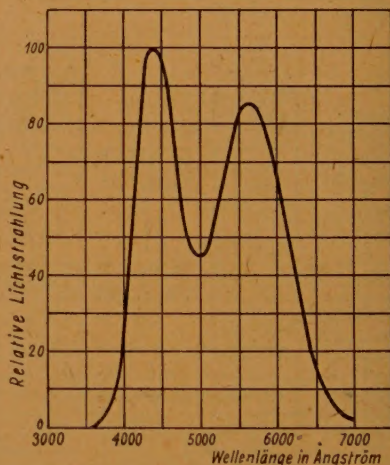


stimmung der Windungszahlen für einen zu bauenden Ausgangstransformator wird auf beiden Tafelseiten für Einfach- und Gegentakt-Übertrager von dem notwendigen Außenwiderstand (z. B. zwischen 1...15 kOhm für Pentoden und zwischen 0,7...20 kO für Trioden) ausgegangen. Dieser Außenwiderstand ist jeweils auf drei Markierungen für verschiedene Anodenstrombereiche einstellbar (10, 20/30—50/60/100 mA). Eine Spalte tiefer kann der im Transformator auftretende Leistungsverlust  $R_v/R$  bei den verschiedenen Kerntypen für eine untere Grenzfrequenz von 50 und 100 Hz abgelesen werden, wobei in der gleichen Rubrik auch der notwendige Jochabstand angezeigt wird. In dem nächsttieferen Fensterpaar — je eines für die untere Grenzfrequenz von 50 bzw. 100 Hz — findet man dann die Wicklungsangaben für die Primärwicklung in Form von Windungszahl, Drahtdurchmesser und einen Richtwert für den Gleichstromwiderstand. Dabei wurden hier nur die Wicklungen angeführt, deren Erwärmung in den zulässigen Grenzen bis ca. 60° C bleibt. Schließlich sind in dem untersten Fensterpaar noch die gleichen Angaben für die Sekundärwicklung angegeben, wobei ein Last- bzw. Lautsprecherwiderstand von 5 Ohm zugrunde gelegt ist. Immerhin liegt jedoch der Bereich in dem der Übertrager mit dieser Wicklung noch gut angepaßt ist, zwischen 3...7 Ohm. Weitere einfache Faustformeln für Außenwiderstand, obere Grenzfrequenz, Primärinduktivität und andere Sekundärwiderstände vervollständigen die Angaben auf dieser Rechentafel, die deshalb auch für viele andere Bemessungsaufgaben recht gute Dienste leisten dürfte. Sicher wird dieser Ausgangsübertrager-Schieber von vielen Reparaturtechnikern sehr begrüßt werden, denn sie erspart dem Reparaturfachmann, der ja vielfach in der Einzelteilberechnung nicht ganz so geübt ist, wie der Theoretiker — u. U. viel Arbeit und — vor allem Zeit.

### Verbesserte Bildröhre mit Metallkolben

Im Heft 8/August 1949 von FUNK UND TON wurde eine neue Fernseh-Bildröhre mit Metallkolben beschrieben, die die Radio Corporation of America unter der Bezeichnung 16 AP 4 herausbrachte. Das Modell hat sich außerordentlich bewährt, so daß die RCA — auf dem gleichen Wege fortschreitend — eine Nachfolgetype entwickelte, die die Bezeichnung 16 GP 4 trägt. Äußerlich fällt die gerin-

gere Baulänge auf; die 16 GP 4 ist nur noch 44,9 cm lang (gegenüber 56,5 cm Länge des Vorläufers 16 AP 4). Für die Fabrikation und den Versand als auch bei der Konstruktion von Fernsehempfängern ergeben sich außerordentliche Vorteile. Die Bildgröße sowie alle sonstigen Daten entsprechen dem Vorläufer.



Spektrale Empfindlichkeit des Fluoreszenzschirm-Materials P4, verwendet in der neuen Metall-Glas-Bildröhre 16 GP 4 (Farben-Temperatur 7000° Kelvin)

Eine weitere Neuerung ist die Verwendung von „filterglas“ für das Bildfenster. Diese Glasart enthält ein neutrales Licht-Absorptionsmaterial, welches Streureflexionen in der Fluoreszenzschicht und im Bildfenster selbst in einem sehr viel höherem Maße absorbiert als das direkte Licht des Schirmes. Das Ergebnis ist eine Verminderung der Kontrastverwischung und somit der Eindruck einer größeren Bildhelligkeit.

Die maximale Auslenkung des Elektronenstrahles mußte als Folge der verkürzten Baulänge von 53° auf 70° heraufgesetzt werden, so daß es erforderlich wurde, die Ablenkspule neu zu konstruieren. Sie ist länger geworden und man hat den Preßstoff-Schutzkragen, der den Metallkolben vom Glashals trennt, derart konstruiert, daß die Ablenkspule etwas auf ihn aufgeschoben werden kann.

K. T.

Zeichnungen nach Angaben der  
Verfasser vom FUNK UND TON Labor:  
Trestler ..... 64

# Inhaltsverzeichnis

## FUNK UND TON

Bd. 4 (1950), Nr. 4, Seiten 161...216

I. Boucke und H. Lennartz: Erfahrungen bei Bau und Betrieb eines hochempfindlichen Gleichspannungsverstärkers.	
DK 621.396.645.35.	161
Dipl.-Ing. A. Lennartz: Klangfarbenregelung mit R-C-Gliedern in der Tonaufnahmetechnik.	
DK 534.861: 621.396.667.078	169
Dr.-Ing. U. Finkbein: Stromdichte und zulässige Erwärmung bei Kleintransformatoren.	
DK 621.314.21: 621.3.014.019.33	182
Verner Taeger: Untersuchung des Einflusses der ohmschen Dämpfung auf den Phasengang bei Kreuzgliedern.	
DK 621.392.5.072: 538.565: 621.3.018: 621.317.35.029.4	193

Dipl.-Ing. Rudolf Oerding: Ein Beitrag zum Problem des Rauschens von Magnetofon-Schall-aufnahmen.	
DK 621.395.625.3: 621.3.015.33: 621.396.821.5	199
Dr. te Gude: Ein Millivoltmeter für großen Frequenz- und Spannungsbereich.	
DK 621.317.32.029.5: 534.4	201
Aus der Patentliteratur: Elektronenröhren I....	204

## Referate

Die Eigenschaften von Katodenstrahl-Oszillografen mit Nachbeschleunigung.*	
DK 621.385.832	208
Der Nachweis schwacher piezoelektrischer Effekte.	
DK 621.317.36: 537.228.1	211
Registrierendes Ionosphären-Funkmeßgerät.*	
DK 621.317.7: 538.566.2/3	212
Ein Rechenschieber für Ausgangstransformatoren.	
DK 681.143: 621.314.2.029.4	213
Verbesserte Bildröhre mit Metallkolben.	
DK 621.385.832	214

FUNK UND TON erscheint monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung. Lizenz Nr. 47/4b. Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Herausgeber und verantwortlich für den Inhalt: Professor Dr. Gustav Leithäuser. Westdeutsche Redaktion: Frankfurt/Main, Alte Gasse 14/16. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Dr. Wilhelm Herrmann. Bezugspreis vierteljährlich 9,— DM. Bei Postbezug 9,15 DM (einschl. 15 Pf. Postgebühren) zuzüglich 9 Pf. Bestellgeld. Postscheckkonten: Berlin-West 36 89, Berlin-Ost 948 45, Frankfurt/Main 382 31. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel in allen Zonen. Nachdruck einzelner Beiträge ist nur mit vorheriger Genehmigung des Verlages gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.

# HANS A. SURBER A.-G.

BAHNHOFSTRASSE 20

ZÜRICH (SCHWEIZ)

liefert:

**Elektrolytkondensatoren**

in erstklassiger Ausführung, teils ab Lager oder kurzfristig lieferbar



# Suchen Sie qualifizierte Mitarbeiter?

## FUNK UND TON

die Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

vermittelt Ihre Stellen-Angebote vermöge ihrer Verbreitung bei Wissenschaftlern und Technikern dieses Fachgebietes. Im Rahmen des ausgesprochen sachlichen Anzeigenteils ist Ihrer Anzeige eine aufmerksame Beachtung gesichert. Mindestgröße ist  $\frac{1}{16}$  Seite zum Preise von 18,75 DM.

Daß FUNK UND TON nur 1  $\times$  monatlich erscheint, braucht für Ihren Entschluß nicht hinderlich zu sein, da erfahrungsgemäß Mitarbeiter von Qualität ja nicht von heute auf morgen zu finden sind. Lassen Sie uns Ihre Wünsche wissen. Stellen-Anzeigen werden bevorzugt im nächsterreichbaren Heft berücksichtigt.

**FUNK UND TON Anzeigenabteilung · Berlin-Borsigwalde,**  
Eichborndamm 141-167 · Telefon: 49 23 31

## Hochkonstante Spannungsquellen:

### HK-Netzgeräte und HK-Kohledruckregler

für jede techn. Leistung, Genauigkeit bis  
1 pro Mille

### Gleichstrom-

### Regelverstärker (ohne Mechanik, vollautom.)

für Nieder-, Hoch- und Höchstohmehingang  
für PH-Messg. u. alle techn. Regelvorgänge,  
Verstärkungen und Leistungen

### STEINLEIN · REGLER u. VERSTÄRKER

Düsseldorf · Erkrather Straße 120 · Tel. 1 17 81

## Licht-Technik

Zeitschrift für Wissenschaft, Industrie und Handel

Chefredakteur: Karl Weiss

Archiv  
für Forschung und Praxis

Organ des Fachnormen-  
ausschusses „Lichttechnik“  
im Deutsch. Normenausschuß

Redaktion:  
Prof. Dr. Ing. Wilhelm Arndt

Fachblatt für Beleuchtung,  
Elektrogerät u. Installation

Organ der Arbeitsgemein-  
schaft des Beleuchtungs- u.  
Elektro-Einzelhandels

Redaktion:  
Dr. Fritz Taute

**Erscheint seit August 1949 monatlich**

Umfang: 36 Seiten, Format DIN A 4

Lieferung in alle Zonen · Bezugspr. monatl. 2,- DM

## Bestellschein

**LICHT-TECHNIK**, Vertriebsabteilung  
Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167

Ich/Wir bestelle \_\_\_\_\_ hiermit ab sofort bis auf

Widerruf die Zeitschrift

**LICHT-TECHNIK**

zu den Abonnementsbedingungen

Name: \_\_\_\_\_

Anschrift: \_\_\_\_\_

20 Jahre Funkpraxis



**Köln-Mülheim, Frankfurter Straße 40**

20 Mitarbeiter